

Probleme um die Gleichlaufberechnung im Superhet

Eine Entgegnung und Klarstellung

Es ist auffallend, wie weit bei der Gleichlaufberechnung im Superhet die verschiedenen Autoren in ihren Ansichten voneinander abweichen und sich z. T. sogar widersprechen, da sie das Problem von ganz verschiedenen Gesichtspunkten, teilweise unter Außerachtlassung oder Unterschätzung einiger wesentlicher Punkte betrachten. Dadurch ergibt sich in einigen Fällen eine auffallende Diskrepanz zwischen dem Aufwand an Formeln, der Kompliziertheit der Rechnung und der durchgeführten rechnerischen Genauigkeit einerseits sowie den den Verfahren von vornherein anhaftenden Fehlern und der in der Praxis realisierbaren Genauigkeit andererseits. Diese Erkenntnisse habe ich in einer kritischen Betrachtung über die zu diesem Thema erschienenen Veröffentlichungen zusammengefaßt und in der „Fernmeldetechnischen Zeitschrift“ (FTZ) [1952], Heft 1, veröffentlicht.

In den Heften 22 und 23 der FUNK-TECHNIK, Bd. 6 [1951], ist z. B. ein Aufsatz¹⁾ erschienen, der in mehreren wesentlichen Punkten nicht unwidersprochen bleiben kann. Die gleichen Fehler wie dort habe ich übrigens verschiedentlich beim Studium der ziemlich umfangreichen Literatur über dieses Thema festgestellt. Es handelt sich dabei um folgende hauptsächliche Fehler bzw. Unterlassungen:

I. Den Ausgangspunkt der Betrachtungen bildet bei vielen Autoren der absolute Gleichlauffehler

$$\Delta f = f_o - f_h - f_z$$

(f_o = Oszillatorfrequenz, f_h = Eingangsfrequenz, f_z = Zwischenfrequenz).

Wie man jedoch an Hand der Resonanzbedingungen leicht nachweisen kann, ist für das Gleichlaufproblem allein der relative Fehler

$$\frac{\Delta f}{f_h} = \frac{f_o - f_h - f_z}{f_h}$$

maßgebend.

¹⁾ W. Taeger: Einfache Diagramme für die Super-Parallelauf-Berechnung für alle Zwischenfrequenzen.

II. Das Hauptproblem des Gleichlaufs ist bei vielen Autoren gänzlich unberücksichtigt geblieben.

Dies besteht darin, durch geeignete Bestimmung der beiden Festkondensatoren im Oszillatorkreis die 3 Gleichlaufpunkte so zu legen, daß die an den Enden und in der Mitte des Abstimmereichs entstehenden 4 Fehler a bis d (vgl. Abb. 1) möglichst klein werden. Wie *Fränz* in seiner grundlegenden Arbeit über dies Problem [1] gezeigt hat, ist diese Aufgabe mit der andern Aufgabe identisch, diese 4 Fehler gleich groß zu machen. Es gibt jedoch bisher kein exaktes Verfahren, das es gestattet, die 3 Frequenzen 1, 2, 3 (Abb. 1) so zu berechnen, daß diese Forderung erfüllt wird. Dagegen kann man die im Innern des Bereichs liegenden, den maximalen Fehlern b und c zugeordneten Frequenzen so bestimmen, daß dies eintritt (erst durch die Einführung dieser beiden Punkte b und c ist die exakte Berechnung überhaupt möglich geworden). Das hierzu einzuschlagende Verfahren wurde s. Z. von *Fränz* an-

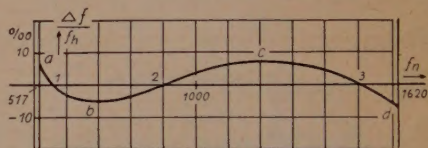


Abb. 1. Ideale relative Gleichlauffehlerkurve

gegeben; die Berechnung führt schließlich zu einer Gleichung 12. Grades für diese beiden Frequenzen, deren numerische Lösung ziemlich schwierig ist. Es werden daher — auch von den Autoren, die sich auf seine Ausführungen stützen [2, 3] — Kurventafeln angegeben, mit denen schließlich die Berechnung der beiden Trimmerkondensatoren des Oszillatorkreises sehr vereinfacht wird. Der Berechnungsgang ist folgender: Aus einer Kurvenschar $Y = \text{const}$ wird zunächst für die Frequenzvariation v_h des Eingangskreises und v_o des Oszillatorkreises die maximale Doppelverstimmung Y entnommen; aus einer zweiten Kurventabelle wird ebenfalls in Abhängigkeit von v_h und v_o eine Hilfsgröße A bestimmt und aus diesen beiden und den bekannten Größen (Drehkondensatorkapazitäten, Anfangs- und Endfrequenz des betr. Bereichs) die Werte für die Induktivitäten und Kapazitäten des Eingangskreises und Oszillatorkreises berechnet.

Dieses von *Fränz* angegebene Verfahren stellt m. E. die einzige exakte allgemeine Lösung des Gleichlaufproblems dar; es gilt für alle Frequenzverhältnisse, alle Zwischenfrequenzen und alle denkbaren Drehkondensatorwerte. Seine Nachteile sind jedoch:

- a) Die Gleichlaufpunkte, die ja für den späteren praktischen Abgleich benötigt werden, erhält man hierbei nicht unmittelbar; man muß mit den ermittelten C -Werten eine Fehlerkurve berechnen und aufzeichnen, aus der die Gleichlauffrequenzen dann entnommen werden können.
- b) Zur Berechnung der C - und L -Werte muß auf vorberechnete Kurven zurückgegriffen werden, die m. W. bisher nur an 3 Stellen veröffentlicht worden sind [1, 2, 3 (hier nur auszugsweise)].

Diesem exakten Verfahren von *Fränz* steht nun die Vielzahl aller übrigen gegenüber, die von im voraus bestimmten Gleichlauffrequenzen 1, 2, 3 ausgehen und danach die Berechnungsgleichungen für die gesuchten C -Werte aufstellen. Alle diese Verfahren können insgesamt daher nur als Näherungslösungen des Problems angesehen werden, bei denen es sehr darauf ankommt, mit welcher Annäherung die Gleichlaufpunkte bestimmt werden können (vgl. auch unter III.).

III. Zu dem Punkt der Vorwegbestimmung der Gleichlaufpunkte sind im Laufe der Jahre sehr verschiedene Vorschläge gemacht worden, und nach den Methoden, wie die

verschiedenen Autoren diese Aufgabe zu lösen bzw. zu umgehen suchen, können alle diese Näherungslösungen in 3 Hauptgruppen eingeteilt werden, und zwar:

1. in solche, die diese Punkte willkürlich bzw. gefühlsmäßig festlegen,
2. in solche, die eine rechnerische Lösung zur Bestimmung dieser Punkte versuchen und
3. in solche, die diese Punkte nach empirischen Formeln bestimmen.

Auf die erstgenannten, leider sehr zahlreich vertretenen Verfahren soll hier nicht näher eingegangen werden, da sie das Kernproblem des Gleichlaufs (s. o.) überhaupt außer acht lassen und eigentlich nur dann einen realen Wert hätten, wenn die willkürlich gewählten Gleichlaufpunkte nur als Anhaltspunkte gewertet werden, d. h., wenn nach Berechnung der Kapazitäten eine Fehlerkurve berechnet und aufgezeichnet wird, nach der dann die Gleichlaufpunkte so lange korrigiert werden, bis die dann neu berechneten Kapazitätswerte eine brauchbare Fehlerkurve ergeben. Dieses sehr umständliche Verfahren ist aber von den Autoren der erwähnten Veröffentlichungen offensichtlich gar nicht beabsichtigt, und um diese viele Rechenarbeit zu ersparen, hat s. Z. auch *Fränz* sein Verfahren entwickelt.

Zu den Verfahren, die noch eine unmittelbare rechnerische Lösung des Problems versuchen, ist zunächst grundsätzlich zu wiederholen, daß es nicht möglich ist, exakte Formeln für die Bestimmung der Nullpunkte abzuleiten, auch wenn ein so bedeutender Autor wie *M. O. Strutt* [4] das Gegenteil angibt. Alle unter diese Gruppe fallenden Lösungsversuche müssen daher als inkorrekt bezeichnet werden. *Strutt* macht bei seinen Betrachtungen z. B. zwei grundsätzliche Annahmen, wodurch m. E. seine Lösung inkorrekt wird. Zunächst geht auch er von einer absoluten Fehlerkurve aus, zum andern betrachtet er diese Gleichlauffehlerkurve einfach als *Tschebyscheffsches* Polynom

3. Grades, das eine zur Mittenfrequenz symmetrisch verlaufende Funktion
$$\left(y = x^3 - \frac{3}{4}x \right)$$

ergibt, und das die hier an und für sich geforderte Eigenschaft hat, daß die 4 maximalen Abweichungen im Innern und an den Enden des Bereichs $(-1 \leq x \leq +1)$ gleich groß und so zu einem Minimum werden. Dementsprechend legt er den mittleren Nullpunkt auf das arithmetische Mittel der Endfrequenzen des Bereichs und erhält die beiden äußeren Frequenzen als Wurzeln der erwähnten Funktion in einem Abstand $(f_{\max} - f_{\min})/3/16$ unter und über der Mittelfrequenz. Diese Annahme ist jedoch unzutreffend, wie man sich durch Aufstellung der Funktionsgleichung für den absoluten Fehler und durch Aufzeichnung der Fehlerkurve leicht überzeugen kann. Selbst die absolute Fehlerkurve verläuft keineswegs symmetrisch, so daß die 4 maximalen Fehler nicht gleich werden; noch weniger trifft dies natürlich für die relative Fehlerkurve zu, für die *Fränz* gezeigt hat, daß sie angenähert einer Funktion 4. Grades entspricht, die 3 Wurzeln in dem betrachteten Frequenzbereich (nämlich die Gleichlaufpunkte) und eine — unbrauchbare — negative Wurzel hat.

Eine etwas günstigere, wenn auch ebenfalls nicht korrekte Lösung erhält man, wenn zur Auswertung der Funktion $y = x^3 - \frac{3}{4}x$ statt der bei *Strutt* vorausgesetzten linearen

Beziehung zwischen x und f eine logarithmische Abhängigkeit angenommen wird, so daß man damit die 3 Nullpunkte zu

$$f_{1 \cdot 2 \cdot 3} = f_{\min} \sqrt[1+x]{\frac{f_{\max}}{f_{\min}}} = \sqrt[1+x]{(f_{\max})^{1+x} \cdot (f_{\min})^{1-x}}$$

erhält, wobei x den 3 Wurzeln der obigen Funktion entspricht, also die Werte $-\frac{1}{2}\sqrt[3]{3}$, 0 und $+\frac{1}{2}\sqrt[3]{3}$ annimmt. Für den neuen Mittelwellenrundfunkbereich (520 bis

1620 kHz) ergäbe dies die Frequenzen 561, 918 und 1501 kHz. Eine hiernach berechnete Fehlerkurve zeigt bereits eine verhältnismäßig gute und fast brauchbare Übereinstimmung der relativen Fehler ($+7,3$; $-5,5$; $+5,5$; $-6,3\%$).

Zu dieser Gruppe gehört übrigens auch die Arbeit von K. Pfeil [5]; doch mußte auch er den Beweis für die Richtigkeit seiner Theorie schuldig bleiben, und eine auf Grund seiner Berechnungen gezeichnete Fehlerkurve zeigt auch, daß seine Annahmen falsch sind.

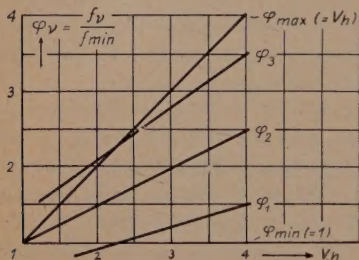


Abb. 2. Lage der Gleichlaufpunkte nach W. Taeger

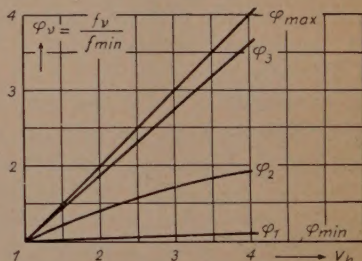


Abb. 3. Lage der Gleichlaufpunkte (nach Angabe des Verfassers)

Empirische Formeln sind u. a. von Schramm [6] und Rohrmann [7] angegeben worden, doch sind beide unbefriedigend. Die von Taeger [8] angegebenen Formeln ähneln denen von Rohrmann, sind jedoch noch ungünstiger als diese, wie Abb. 2 zeigt, in der sämtliche Frequenzen als normierte Frequenzen, d. h. bezogen auf die niedrigste Frequenz

des Bereichs $\left(\varphi_v = \frac{f_v}{f_{\min}}\right)$, in Abhängigkeit von v_h aufgetragen sind. Wie ersichtlich,

wird für $v_h < 2$ die höchste Abgleichfrequenz bereits größer als die höchste Frequenz des Bereichs, andererseits die niedrigste Abgleichfrequenz kleiner als die niedrigste Frequenz des Bereichs, woraus allein schon die Unbrauchbarkeit der Formeln hervorgeht.

Aber auch für ein normales Frequenzverhältnis, wie beispielsweise beim Mittelwellenrundfunkbereich ($v_h = 3,13$), sind diese Formeln nicht brauchbar, wie die hiernach gezeichnete Fehlerkurve II (Abb. 5) zeigt (s. a. unter VII).

Da aber empirische Formeln die einzige Möglichkeit sind, die Forderung nach dem Minimum und der Gleichheit der 4 maximalen Fehler bei Näherungsverfahren einigermaßen zu erfüllen, habe ich versucht, die Formeln von Rohrmann so abzuändern, daß die danach berechneten Gleichlaufpunkte mit exakt ermittelten Werten (nach Fränzl) in Einklang zu bringen sind [8]. Sie lauten dann folgendermaßen:

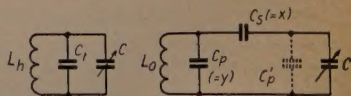


Abb. 4. Allgemeine Schaltung des Eingangs- und Oszillatorkreises

$$\left. \begin{aligned} f_1 &= (0,89 + 0,11 \cdot \sqrt{v_h}) f_{\min} \\ f_2 &= (0,05 + 0,95 \cdot \sqrt{v_h}) f_{\min} \\ f_3 &= (0,11 + 0,89 \cdot v_h) f_{\min} \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Die Kurven hierzu sind in Abb. 3 dargestellt; wie ersichtlich, gelten die Formeln für alle vorkommenden Frequenzverhältnisse von $1 \leq v_h \leq 3,5$, also auch für extrem gespreizte Bänder; ferner gelten sie für Zwischenfrequenzen von 440 bis 480 kHz, doch können sie mit ausreichender Genauigkeit auch für andere Zwischenfrequenzen verwendet werden.

IV. Die Einwirkung der unberechenbaren Schaltkapazität ist ebenfalls nicht berücksichtigt.

Von anderen Autoren ist zu diesem Punkt mit großer Gewissenhaftigkeit untersucht worden, welchen Einfluß die Verlagerung der Parallelkapazität im Oszillatorkreis oder eines Teils davon von der Spulenseite auf die Drehkondensatorseite (nach Abb. 4) auf die Dimensionierung der einzelnen Kreisgrößen hat; doch hat auch dies nur sehr problematischen Wert, sofern dabei von willkürlich bestimmten Gleichauffrequenzen ausgegangen wird [10], da die im Vorwege gemachten Fehler weit außerhalb der Grenzen der Genauigkeit liegen, die mit dieser Untersuchung angestrebt wird. Am Schluß dieses Aufsatzes wird gezeigt, wie man diesen Einfluß bedeutend einfacher darstellen und berücksichtigen kann.

V. Durch die Außerachtlassung oder fehlerhafte Bewertung obiger Gesichtspunkte ist der Ausgangspunkt der z. B. von *Taeger* angestellten Berechnungen von vornherein mit solchen Fehlern behaftet, daß die Kompliziertheit der Berechnung und der Aufwand an Formelgrößen dazu in keinem Verhältnis stehen.

Verzichtet man nämlich auf die exakte Lösung des Problems und geht von vorher festgelegten Gleichlaufpunkten aus, so ist die übrigbleibende Aufgabe, nämlich die Berechnung der beiden Trimmerkapazitäten des Oszillatorkreises, verhältnismäßig einfach — jedenfalls bedeutend einfacher, als es meistens dargestellt wird. Der Grund dafür liegt darin, daß die meisten Autoren von den vollständigen *Thomson*schen Gleichungen für den Oszillatorkreis ausgehen, wodurch sie 3 Gleichungen mit 3 Unbekannten erhalten, während man viel einfacher rechnet, wenn die Kreisinduktivitäten zunächst ganz außer Betracht bleiben und nur mit Frequenzverhältnissen gerechnet wird. Die Induktivitätswerte werden dann abschließend nach Festlegung der Kapazitäten berechnet. Daraus ergibt sich folgendes, sehr einfache Verfahren:

In der Schaltung Abb. 4 bedeute C in beiden Kreisen die reine Drehkondensatorkapazität, während in C_t und C_p die Schalt-, Röhren- und eventuelle Spulenkapazität mit enthalten sind. C'_p werde vorläufig vernachlässigt; sein Einfluß wird am Schluß noch besonders untersucht. Ferner seien f_1 , f_2 und f_3 die 3 Gleichauffrequenzen, wobei $f_1 < f_2 < f_3$. Um außerdem nicht zu viele Indices durch die Formeln zu ziehen und diese übersichtlicher zu gestalten, werden die zu ermittelnden Kapazitäten des Oszillators mit x und y und im übrigen sämtliche Werte in den Formeln mit kleinen Buchstaben bezeichnet. Für 2 beliebige Gleichlaufpunkte, z. B. 1 und 2, ist dann das Frequenzverhältnis der Oszillatorfrequenzen

$$v_{21} = \frac{f_{02}}{f_{01}} = \frac{f_2 + f_z}{f_1 + f_z} \quad (2)$$

Bezeichnen weiter c_1 und c_2 die diesen beiden Frequenzen zugeordneten Drehkondensatorwerte in beiden Kreisen, so ist wegen $f^2 \cdot c = \text{const}$ (bei festem L) und unter Voraussetzung vollkommenen Gleichlaufs beider Drehkondensatoren

$$k_{21} = v_{21}^2 = \left(\frac{f_{02}}{f_{01}} \right)^2 = \frac{y + \frac{c_1 \cdot x}{c_1 + x}}{y + \frac{c_2 \cdot x}{c_2 + x}} = \frac{y(c_1 + x)(c_2 + x) + c_1 x(c_2 + x)}{y(c_1 + x)(c_2 + x) + c_2 x(c_1 + x)} \quad (3)$$

Durch Umformung erhält man hieraus folgende Beziehung zwischen x und y , die also erfüllt sein muß, wenn an den Punkten 1 und 2 Gleichlauf herrschen soll:

$$y = \frac{(A_{21} \cdot x - B_{21}) \cdot x}{(k_{21} - 1) \cdot P \cdot Q}, \quad (4)$$

worin

$$\begin{aligned} A_{21} &= (c_1 - k_{21} \cdot c_2) \\ B_{21} &= (k_{21} - 1) c_1 \cdot c_2 \\ P &= c_1 + x \\ Q &= c_2 + x \end{aligned}$$

Für 2 andere Punkte, z. B. 2 und 3, erhält man durch Vertauschen der Indices eine ähnliche Beziehung zwischen x und y , nämlich

$$y = \frac{(A_{32} \cdot x - B_{32}) \cdot x}{(k_{32} - 1) \cdot Q \cdot R}, \quad (5)$$

worin

$$R = c_3 + x$$

Offensichtlich sind die Bedingungen für Gleichlauf an allen 3 Punkten dann erfüllt, wenn die Werte für x und y beiden Beziehungsgleichungen genügen; d. h., daß x und y aus beiden Gleichungen bestimmt werden müssen. Durch Gleichsetzen der beiden Ausdrücke für y bleibt nach Umformung eine Gleichung 1. Grades für x übrig, da sich nach dem Ausmultiplizieren die Glieder ohne x auf beiden Seiten aufheben, worauf man einmal durch x kürzen kann. Man erhält schließlich

$$x = \frac{(k_{21} - 1) \cdot k_{32} \cdot (c_1 - c_3) (c_2 - c_3)}{(k_{32} - 1) \cdot A_{21} - (k_{21} - 1) \cdot A_{32}} - c_3, \quad (6)$$

womit die Aufgabe schon gelöst ist.

Um zu den 3 Gleichauffrequenzen die zugehörigen Kapazitätswerte des Drehkondensators zu ermitteln, wird zunächst die Trimmerkapazität c_t des Eingangskreises nach der schon mehrfach erörterten und bekannten Formel

$$c_t = \frac{c_e - c_a}{\nu_h^2 - 1} - c_a$$

berechnet (c_e = Endkapazität, c_a = Anfangskapazität des Drehkondensators). Diese Formel ist im übrigen so einfach und mit dem Rechenschieber in wenigen Sekunden auszuwerten, daß man sich fragt, wozu da noch eine Hilfsgröße eingeführt und in einer Kurventabelle abgelesen werden muß, die doch nur weitere Ungenauigkeiten in die Berechnung bringt.

Für die weitere Rechnung sei ferner

$c_r = c + c_t$ die resultierende Gesamtkapazität des Eingangskreises; wegen $f^2 \cdot c_r = \text{const}$ ist dann

$$c_{r\nu} = \frac{(c_a + c_t) \cdot f_{\max}^2}{f_\nu^2} \quad (\nu = 1, 2, 3)$$

und daraus

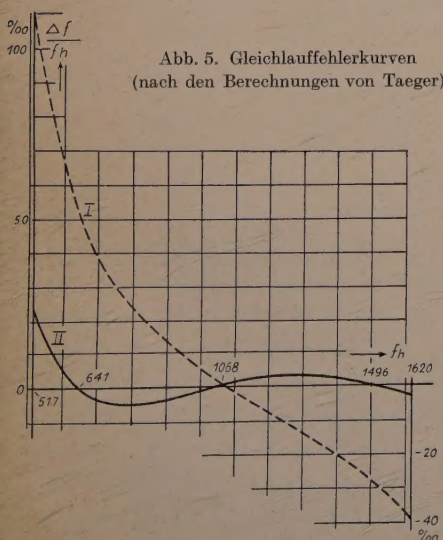
$$c_\nu = c_{r\nu} - c_t$$

Mit diesen Werten geht man in die Gleichungen (4) und (5) und löst sie nach x auf. Ein Zahlenbeispiel hierfür folgt weiter unten unter VII.

Es mag noch erwähnt werden, daß die Aufgabe auch grafisch gelöst werden kann, indem man zu den Gleichungen (4) und (5) die zugehörigen Kurven zeichnet, deren

Schnittpunkt die gesuchten Werte x und y ergibt — wie ich es in meinem Aufsatz in der FTZ näher beschrieben habe.

VI. Die zur Bestimmung der Hilfsgrößen gezeichneten Diagramme, deren Notwendigkeit im übrigen stark bezweifelt werden muß, sind für Frequenzverhältnisse bis 100 ausgelegt, was nicht sehr sinnvoll, da es praktisch kaum möglich ist, größere Frequenzverhältnisse als 3,5 (entsprechend einem Kapazitätsverhältnis von 12) zu realisieren. Dagegen fehlt in der Abb. 5 in der Arbeit [8] das für gespreizte Bänder wichtige Gebiet für Frequenzverhältnisse zwischen 1 und 2,5. Im übrigen sind die Kurven selbst zu ungenau und die Parameter für praktische Berechnungen mit zu großem Abstand gewählt.



VII. Das in dem Zahlenbeispiel von *Taeger* errechnete Endergebnis führt im übrigen zu Fehlschlüssen. Außer den oben aufgeführten grundsätzlichen Fehlern des Verfahrens müssen in der Berechnung oder Aufzeichnung der Kurven oder aber in den abgeleiteten Formeln Ungenauigkeiten enthalten sein, da die errechneten C -Werte überhaupt keinen Gleichlauf ergeben. Dies zeigt deutlich die relative Gleichlauffehlerkurve I (Abb. 5), die nach *Taeger* für die ermittelten Werte $C_s = 444$ pF und $C_p = 69$ pF bei dem angegebenen Drehkondensator 12...500 pF berechnet wurde und bei der von einem irgendwie gearteten Gleichlauf nicht mehr die Rede sein kann.

Um an allen 3 vorbestimmten Nullpunkten (641, 1068 und 1496 kHz) Gleichlauf zu erzielen, müßten bei dem gewählten Drehkondensator (12...500 pF) $C_s = 517$ (!) und $C_p = 60$ pF groß werden, somit erheblich von den von *Taeger* berechneten Werten abweichen. Mit diesen Werten ergäbe sich die Gleichlauffehlerkurve II, bei der aber die 4 maximalen Fehler immer noch zu sehr untereinander verschieden sind (+ 23; — 5,1; + 2,5; — 3,4 ‰).

Der Grund hierfür liegt in der fehlerhaften Bestimmung der Gleichlaufpunkte. Nach den von mir oben angegebenen Formeln, die übrigens auch von *Taeger* in einer neuen Arbeit (radio mentor 1952, H. 11) übernommen worden sind, berechnen sich diese für den Mittelwellenrundfunkbereich zu 561, 896 und 1500 kHz. Mit diesen Werten und einer Zwischenfrequenz von 468 kHz ergeben sich die Zwischenwerte zunächst nach folgender Tabelle ($c_t = 43$ pF):

ν	1	2	3
f	561	896	1500 kHz
c_r	461	181	64,5 pF
c	418	138	21,5 pF
f_0	1069	1364	1968 kHz
	$\swarrow \quad \searrow$		
k	1,757	2,082	
$k - 1$	0,757	1,082	
<hr/>			
c_1	418	c_2	138
$k_{21} c_2$	242	$k_{32} c_3$	44,8
A_{21}	176	A_{32}	93,2
B_{21}	43600	B_{32}	3220

Bei der Berechnung der Zwischenwerte ist zu beachten, daß die Werte für k durch numerisches Ausmultiplizieren ermittelt werden müssen, während für alle übrigen Rechenschiebergenauigkeit genügt. Mit den Zwischenwerten erhält man folgende Gleichungen für x und y :

$$y = \frac{(176 \cdot x - 43600) \cdot x}{0,757 \cdot (418 + x) (138 + x)}$$

und

$$y = \frac{(93,2 \cdot x - 3220) \cdot x}{1,082 \cdot (138 + x) (21,5 + x)}$$

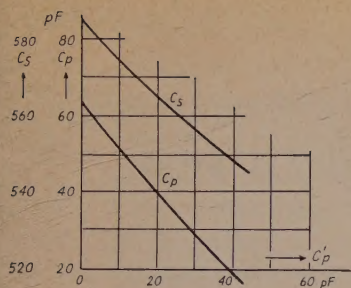


Abb. 6. Einfluß einer Teil- (Schalt-) Kapazität C_p' auf C_s und C_p

sehr darauf ankommt, daß man die genauen Werte (C_s und C_e) des benutzten Drehkondensators kennt. Hier soll nur noch erörtert werden, inwieweit sich die beiden Größen C_s und C_p ändern, wenn ein Teil der Parallelkapazität, z. B. als Schalt- oder besondere Trimmerkapazität (C_p'), vor der Serienkapazität, also unmittelbar parallel zu C liegt (Abb. 4). Diese Zusammenhänge sind in Abb. 6 dargestellt und zeigen, daß C_s und C_p fast linear mit wachsendem C_p' abnehmen, und zwar fast in dem gleichen Maße, wie C_p' zunimmt. Um diesen Wert der Schaltkapazität, der im Mittel zu 10 bis 20 pF angenommen werden kann, müssen also die Rechenwerte von C_s und C_p im Endergebnis vermindert werden, um auf die vorausbestimmten Gleichlaufpunkte zu kommen. Noch besser und einfacher berücksichtigt man diese Schaltkapazität, indem man in die Gleichungen (4) und (5) statt c_p die Werte $c_p + c_p'$ einsetzt — in dem vorstehenden Zahlenbeispiel also statt 418, 138 und 21,5 pF bei einer Schaltkapazität von 15 pF die Werte 433, 153 und 36,5 pF — und mit diesen die ganze Rechnung durchführt.

Da diese Schaltkapazität in jedem Fall nur geschätzt werden kann und der hierbei u. U. gemachte Fehler in voller Höhe in den Wert von C_s eingeht, ist es — abgesehen von den bereits angegebenen Gründen — auch aus diesem Grunde nicht klug, die Berechnungsgenauigkeit der Festkapazitäten des Oszillatorkreises zu hoch zu treiben — ein Gesichtspunkt, der bisher bei keiner der vielen Veröffentlichungen zu diesem Thema genügend berücksichtigt ist. Um so mehr ergibt sich daraus eine Berechtigung für ein möglichst einfaches Verfahren, wie es hier beschrieben wurde.

Schrifttumsnachweis

- [1] K. Fränz, Hochfrequenz und Elektroakustik 59 [1942] S. 144 u. 62 [1943] S. 44: Dimensionierung der Dreipunktgleichschaltung beim Gleichlauf von Überlagerungsempfängern.
- [2] H. Pitsch, Lehrbuch der Empfangstechnik.
- [3] A. Clausing, FUNK-TECHNIK, Bd. 4 [1949] S. 451: Supergleichlauf ohne Rechnung.
- [4] M. O. Strutt, Verstärker und Empfänger.
- [5] K. Pfeil, FUNK UND TON 2 [1948] S. 358: Gleichlauf im Super.
- [6] W. Schramm, Funk [1939] S. 21: Gleichlauf mehrerer Kreise.
- [7] A. Rohrmann, radio mentor [1949] S. 472: Gleichlauf bei Zwischenempfängern.
- [8] W. Taeger, FUNK-TECHNIK, Bd. 6 [1950] H. 22, S. 616 u. H. 23, S. 644.
- [9] J. Mohrman, Fernmeldetechnische Zeitschrift [1952] S. 24: Das Gleichlaufproblem im Superhet, mit weiteren Literaturangaben.
- [10] O. Meisinger, Archiv der elektrischen Nachrichtenübertragung 4 [1950] S. 99: Die Berechnung der Dreipunktgleichschaltung im Überlagerungsempfänger.

Beitrag zu einer wissenschaftlichen Grundlage der Einkanal-Schallübertragung

(II. Teil)

*(Bedeutung der reflektiert/direkt Lautstärken- und Laufzeitverhältnisse bei der Einkanalwiedergabe und Systematik des Über-
ganges vom natürlichen Hören zur Einkanalübertragung)*

Im 1. Teil dieser Arbeit wurden vorwiegend solche Fragen erörtert, die auch dem nicht ständig im Aufgabenbereich der Musikaufnahme Tätigen ein genaueres Bild von der Situation und den Rücksichten gegenüber dem Objekt der elektroakustischen Maßnahme vermitteln sollten.

Im folgenden werden Rückschlüsse auf wünschenswerte Raumeigenschaften und andere Übertragungsmerkmale aus einer Gegenüberstellung von theoretisch konsequenten zu subjektiv begründeten Forderungen bezüglich der direkt/reflektiert Lautstärken und Laufzeitverhältnisse gewonnen werden können.

Diese Beziehung — das Lautstärken- und Laufzeitverhältnis zwischen direktem und reflektiertem Schall — bestimmt das Klangbild so entscheidend, daß ihr bei jeder Klangbildbeurteilung oder -voraussage besondere Bedeutung zukommt.

Um systematisch vorzugehen, scheint es zweckmäßig, zunächst gewisse Hörwirkungen aufzuzeigen, die überwiegend durch den Lautstärkeneinfluß des reflektierten Schallanteils regelmäßig ausgelöst werden: die sogenannte Raum- oder Distanzempfindung. Die Einordnung dieser labilen, aber sehr kennzeichnenden Hörwertung, über deren klangliche Bedeutung im 1. Teil schon einiges gesagt war, gibt die Möglichkeit, das Problem der Einkanal-Abbildung und aller damit zusammenhängenden Fragen von einem bisher wenig beachteten Ausgangspunkt anzugehen, nämlich von der Überlegung, womit letzten Endes mehr erreicht wird: mit der niederfrequenztechnisch schematischen Fotografie, also einer nicht subjektiv bezogenen Schwingungsreportage, oder mit einer vornehmlich subjektiv bezogenen Einkanalsubstitution, die, abgesehen von entsprechendem Einsatz künstlerisch-musikalischer Mittel, in der technisch-akustischen Formung keine „natürliche Weitergabe“ im hergebrachten Sinn sein dürfte. Gerade bei der Fortführung des begonnenen Themas im hörpsychologischen Sinn wird offenbar, daß die Einkanalübertragung streng sachlich gesehen keine Voraussetzungen für eine subjektiv fehlerfreie Übermittlung aller hörbaren Töne bietet — was für eine nüchterne Fotografie Bedingung wäre —, um so mehr aber alle Voraussetzungen für eine eigengesetzliche Substitution der vermeintlich natürlichen „Frequenzabbildung“ durch eine umgewertete „Akustikabbildung“ (die man auch „als-ob-Suggestion“ nennen könnte). Zu dieser Ansicht führt zwangsläufig eine Betrachtung der sich von selbst ergebenden Gesetzlichkeit der Beziehungen zwischen Hörwertung und Schallzusammensetzung.

Diese Betrachtung soll wie folgt gegliedert werden:

III. Folgerungen aus I. und II.

- III. 1 Ausgangspunkt für eine erweiterte Grundlage
- III. 2 Komponenten der erweiterten Grundlage
- III. 21 Klangabsicht und Klangforderung
- III. 22 Bewertungen bei zweiohrigem Hören
- III. 23 Bewertungen bei einohrigem Hören
- III. 23.1 Tonhöhe
- III. 23.2 Lautstärke
- III. 23.3 Lokalisation und ihre (qualitative) Umwertung
- III. 23.31 Das Lokalisationsvermögen
- III. 23.32 Die Umwertung der Lokalisation bei Einkanalwiedergabe
- III. 23.4 Anmerkungen über die Auswirkungen der Umwertung auf den Frequenzumfang
- III. 3 Anwendung der Ergebnisse auf die Beurteilung praktischer Zusammenhänge

III. Folgerungen aus I. und II.

III. 1 *Ausgangspunkt für eine erweiterte Grundlage*

Es wurde festgestellt, daß die bekannten Verfahren (lineare Frequenzabbildung) zu Fehlwirkungen führen können. Es ist demnach die Frage zu lösen, wie die physikalische Grundlage erweitert werden muß, damit ein hierauf zu gründendes erweitertes Verfahren solche Fehlwirkungen ausschließt.

Geht man auf den Ausgangspunkt der physikalischen Grundlage zurück, so wird offenbar, daß die zugrunde gelegte Definition von „Klang“ nicht ausreicht. Physikalisch gesehen ist zwar „Klang“ ein aus Schwingungsgemischen zusammengesetzter Schall, dessen Vorhandensein an einem Ort im Raum meßmäßig exakt nachgewiesen werden kann. In der praktischen Anwendung aber hat die Schallübertragung als Endpunkt nicht ein Meßinstrument, sondern das Ohr. Entscheidend ist also, daß im Aufgabenbereich der Schallübertragung der physikalische Begriff „Klang“ erst dann eine verwertbare Grundlage abgibt, wenn in allen Einzelheiten festgestellt ist, wie die Hörempfindung den „physikalischen Klang“ bewertet. Das heißt, primäre Grundlage kann nur die beim Hörer hervorzurufende Klangempfindung sein. Das Klangempfinden aber richtet sich danach, ob im wiedergegebenen Klangbild die Abbildung der Frequenzen oder die subjektive Umwertung aller wichtigen Wirkungen, vor allem also der akustischen, bevorzugt wurde. Nur die richtig umgewertete Akustikabbildung aber kann die künstlerische Absicht der Darbietung vermitteln. Die physikalischen Vorgänge und technischen Einrichtungen dürfen lediglich den Zweck haben, diese Aufgabe zu erfüllen. Beide müssen so eingerichtet werden, daß sie dazu in der Lage sind.

Die erste wesentliche Folgerung muß also lauten:

„Die klassische, physikalisch-technisch lineare (nicht subjektiv bezogene) Übertragungskette muß ersetzt werden durch die subjektiv bezogene (hörpsychologische) Übertragungskette.“

Um die richtigen Maßstäbe hierfür zu finden, ist zu untersuchen:

1. welche klangliche Absicht die Darbietung verfolgt,
2. welchen klanglichen Eindruck ein Zuhörer im Veranstaltungsraum von der Originalwiedergabe hat (die gegebenenfalls schon dort nicht der klanglichen Absicht entspricht),
3. welche Eigenschaften der dem Ohr des Hörers angebotene Schall nach der Einkanalübertragung haben muß, damit die ursprüngliche klangliche Absicht erhalten bleibt,
4. welche physikalischen Wirkungen und technischen Mittel erforderlich sind, um den übertragenen Schall so zu formen, daß die beabsichtigte Klangempfindung eintritt.

III. 2 *Komponenten der erweiterten Grundlage*

III. 21 *Klangabsicht und Klangforderung*

Die klangliche Absicht der Darbietung ergibt sich aus dem künstlerischen Konzept. In diesem sind enthalten:

1. Die Idee des Komponisten.
2. Die Aussage des Notenbildes oder des Manuskriptes (d. h. durch Instrumentation festgelegte Klangforderungen).
3. Die Vorstellung des Produzenten oder Veranstalters.
4. Die Vorstellung des Dirigenten oder des Ausübenden.

Die genaue Vorstellung von der zu erzielenden Wiedergabe wird durch eine Synthese aus den Wirkungsmöglichkeiten der Aufnahmeeinrichtung und aus den Forderungen der vorstehenden vier Punkte gewonnen.

III. 22 *Bewertungen bei zweiohrigem Hören*

Zum Punkt 2 ist eine Definition der Hörempfindungen bei zweiohrigem Hören erforderlich, von denen die Bedingungen zu Punkt 3 hergeleitet werden können.

Diese Hörempfindungen bei zweiohrigem Hören können in die folgenden vier grundsätzlichen Bewertungen eingeteilt werden:

- | | |
|---------------|-----------------|
| 1. Tönhöhe | 3. Lokalisation |
| 2. Lautstärke | 4. Akustik |

Diese Bewertungen wurden als „Hörpsychologische Grundbewertungen“ bezeichnet.

Zu 1. Den Frequenzen innerhalb des Hörbereiches kommt hierbei etwa folgende Bedeutung zu:

- a) Anteile unterhalb 40 Hz vermitteln durch ihre Fühlwirkung ein gewisses Empfinden für Masse und Körperhaftigkeit der Schallquelle sowie den Eindruck von künstlerischen Aussagen, die durch Fühlschallwirkung (Massivität) erweckt werden sollen; besonders wichtig ist die Erhaltung von Form und Dauer der Anklingvorgänge
- b) Die tiefen und mittleren Lagen zwischen etwa 40 und 4000 Hz kennzeichnen vor allem die zu einer Aussage verwendete Tonhöhe und Lautstärke, mit zunehmender Frequenz auch die Lokalisierung
- c) Die unteren und mittleren Formantlagen zwischen 4000 und etwa 12000 Hz bestimmen Klangfarbe und Lokalisierung
- d) Der obere Grenzbereich über 12000 Hz bewirkt für geschulte Ohren einerseits eine Verfeinerung der Klangfarbenunterschiede, andererseits aber durch Be-

tonung des Geräuschbereiches eine grobe „Vermaterialisierung“ des Klanges (Hervortreten des Tonerzeugungsvorganges)¹⁾

Zu 2. Die Lautstärke ist absolutes wie auch relatives Ausdrucksmittel. Näheres dazu ist bereits bei der Behandlung der Klangforderungen gesagt

Zu 3. Das Richtungs- und Entfernungshören (Ortungsvermögen oder Lokalisation) ist an das zweiohrige Hören gebunden und stellt mit die wichtigste Fähigkeit der Sinneswahrnehmung dar

Zu 4. Die akustischen Eigenschaften des Veranstaltungsraumes — Nachhallzeit, Nachhallfrequenzgang, Nachhallaufzeit, Reflektionsverteilung — haben für den unmittelbar Zuhörenden und Zusehenden Einfluß auf die Klangeigenschaften und Deutlichkeit der Darbietung. Das Ortungsvermögen wird durch normale akustische Einflüsse beim zweiohrigen Hören nicht behindert, d. h. unabhängig von den Nachhalleigenschaften des Raumes wird der Ursprung jedes Schalles mit seinem tatsächlichen Quellort identifiziert.

Soweit die Bewertungen der natürlichen Schallempfindung.

III. 23 *Bewertungen bei einohrigem Hören*

Sollen nun die Bedingungen für Punkt 3 ermittelt werden, so ist zunächst festzustellen, welche Bewertungen der natürlichen Schallempfindung

„Hörpsychologische Grundbewertungen“

bei Wegfall der stereofonischen Komponente erhalten bleiben:

„Hörpsychologische Konstante“

und welche umgewertet werden:

„Hörpsychologische Abhängige“.

Im einzelnen:

III. 23. 1 *Tonhöhe*

Die Bewertung für die Tonhöhe bleibt offensichtlich ohne jede Änderung erhalten. Die Tonhöhe (Frequenz) ist also eine Hörpsychologische Konstante.

III. 23. 2 *Lautstärke*

Für alle Lautstärkenerscheinungen gelten die bekannten Gesetzmäßigkeiten über die Abhängigkeit der Lautheit von der Lautstärke sowie über die Frequenzabhängigkeit der subjektiven Lautstärkeempfindung. Ihre Anwendung führt zu folgenden Aussagen:

„Relative Lautstärkenunterschiede, also auch Dynamikunterschiede, haben nur dann hörrichtige Werte, wenn die Bezugslautstärke (mittlere Lautstärke am Ohr des Übertragungshörers) mit der Grundlautstärke (ursprüngliche mittlere Lautstärke am Ohr des hypothetischen Direkthörers bzw. am Mikrofonort) übereinstimmt. Andernfalls muß die natürliche Dynamik entsprechend der Abhängigkeit der Lautheit von der Lautstärke beeinflußt werden.“

¹⁾ Beim natürlichen Hören wird der Tonerzeugungsvorgang wesentlich in den optischen Wahrnehmungsbereich verlagert. Der grundsätzlich größeren Entfernung des natürlichen Hörortes im Vergleich zur Entfernung des Mikrofonortes entspricht außerdem ein an höchsten Tonfrequenzen ärmeres Klangbild. Bei Wegfall der direkten Verbindung, also auch des optischen Anteiles und der Verlagerung des Empfangsortes nach dem näheren Mikrofonort, entsteht folglich bei Anwendung des herkömmlichen „Frequenzabbildungs-Systems“ ein subjektiv unnatürlich-geräuschbetontes Klangbild.

1. Satz *Die wiedergegebene Dynamik entspricht nicht der Originaldynamik, wenn die Bezugslautstärke von der Grundlautstärke abweicht.*

Dieser Satz gilt sowohl für die Summenregelung (gleichmäßige Regelung des gesamten Klangbildes) als auch für die Kanalregelung, wenn ein Gesamtbild erst im Mischfeld aus mehreren Klanggruppen zusammengesetzt wird.

Hieraus ergibt sich ins Praktische übertragen:

- a) Die Dynamik einer übertragenen Darbietung muß um einen Betrag korrigiert werden, der sich aus der Abhängigkeit der Lautheit vom Unterschied zwischen Grundlautstärke und Bezugslautstärke ergibt.
- b) Auf gleiche Bezugslautstärke geregelte Klanggruppen oder Klangkomponenten müssen einzeln — entsprechend der Abhängigkeit der Lautheit von der Lautstärke — um einen solchen Betrag in ihrer Dynamik geregelt werden, daß die neue, von der gewählten Bezugslautstärke abhängende Dynamik dem ursprünglichen Dynamikeindruck entspricht.

Damit sind die Lautstärkefragen beantwortet, die vorerst ohne Rücksicht auf die Frequenzabhängigkeit behandelt werden können.

Nach der bekannten Abhängigkeit der physiologischen Schallempfindung von der Tonhöhe ist jede Abweichung der wiedergegebenen Lautstärke von der Originallautstärke frequenzabhängig. Für die hörpsychologisch richtige Übertragung gilt daher:

2. Satz *Die Lautstärkenwahrnehmung ist eine hörpsychologisch Abhängige quantitativer Art. Eine Übertragung ist hörpsychologisch quantitativ fehlerhaft, wenn vom Original abweichende Lautstärken nicht mit gehörrichtigem Frequenzgang übertragen werden (Originallautstärke gleichbedeutend mit Grundlautstärke).*

Ins Praktische übertragen ergibt sich daraus:

Jeder Regelvorgang oder jede Lautstärkenanpassung, die von einer beliebig zu wählenden Bezugslautstärke ausgeht, muß gehörrichtig erfolgen. Dabei ist es gleichgültig, ob die gehörrichtige Anpassung der Bezugslautstärke an die Grundlautstärke schon auf der Sende- bzw. Aufzeichnungsseite oder erst auf der Wiedergabeseite erfolgt.

(Streng ist eine vorgegebene Regelkurve nur richtig in bezug auf eine festgelegte mittlere Abhörlautstärke. Der entstehende Fehler bei tragbaren Abweichungen von dieser Bezugslautstärke ist jedoch weitaus geringer als die relativen linearen Verzerrungen beim nicht subjektiv bezogenen System.)

Wird der 2. Satz bei der Aneinanderreihung verschiedener Programme und auch bei der Polymikrofonie (Klangregie mit Hilfe mehrerer Mikrofone) beachtet, indem hier jede einzelne Klanggruppe mit gehörrichtigem Frequenzgang in das Gesamtbild eingefügt wird, so lassen sich Hörkurvenfehler, die das Klangbild bei den bisher möglichen Anordnungen ungünstig beeinflussen, vermeiden (vorbehaltlich der Berücksichtigung klangfärbender Raumeigenschaften).

Zusammenfassend wird definiert:

„Die Lautstärkenbewertung ist eine hörpsychologisch Abhängige quantitativer Art, deren fehlerhafte Übertragung zu linearen (quantitativen) hörpsychologischen Verzerrungen führt.“

Aus III. 23 ist ein weiterer wichtiger Satz herzuleiten, der wegen seines Zusammenhanges mit dem vorangehenden und dem folgenden Abschnitt eigentlich noch vor dem ersten Satz stehen müßte, aber hier eingereiht wird:

3. Satz *Die hörpsychologischen Grundbewertungen sind nach einer Übertragung in gleichbleibender (Konstante) oder in umgewerteter Form (Abhängige) vorhanden.*

Hieraus müßte streng folgen:

Hörpsychologisch Konstante und hörpsychologisch Abhängige müssen so übertragen werden, daß keine Bewertung entstehen kann, die von den gewohnten Bewertungen bei unmittelbarem zweiohrigem Hören qualitativ abweicht (*Eindeutigkeit* von realen oder Pseudo-Dimensionen) bzw. quantitativ erheblich abweicht (*Größe* von realen oder Pseudo-Dimensionen).

III. 23. 3 *Lokalisation und ihre Umwertung*

Die Aussage dieses 3. Satzes bzw. der Folgerung leitet zu solchen Bewertungen über, die bei zweiohrigem Hören als quantitativ zu bewerten sind, nach der Einkanalübertragung jedoch qualitative Bedeutung gewinnen. Diese Umwertung ist durch den Wegfall der stereofonischen Komponente bei Einkanalwiedergabe bedingt.

Ihr Zustandekommen ist danach wie folgt zu definieren:

III. 23. 31 *Das Lokalisationsvermögen*

Die Lokalisation kommt beim natürlichen Hörvorgang, also beim zweiohrigen Hören, bekanntlich durch den Laufzeitunterschied einer Schallwellenfront zwischen dem linken und rechten Ohr zustande. In geschlossenen Räumen — von denen hier nur die Rede ist — spielen außerdem der unterschiedliche Gehalt an direktem und reflektiertem Schall sowie die verschiedene Frequenzverteilung innerhalb der beiden die Ohren treffenden Spektren eine Rolle.

Das wesentlichste Merkmal (qualitativer Art) des Lokalisationsvermögens ist jedoch die absolute *Eindeutigkeit*, mit der jeder Schallvorgang von der Hörwahrnehmung einem diskreten Quellort zugeordnet wird (s. Folgerung aus 3. Satz).

Jeder hiervon abweichende Höreindruck ist absurd. Auch ist ein solcher abweichender Vorgang bei der natürlichen Schallerzeugung unbekannt und darüber hinaus unmöglich, d. h., es ist also auch eine eventuell entsprechende Wahrnehmung unsinnig.

Hieraus ist herzuleiten der

4. Satz *Das Zustandekommen einer hörpsychologisch richtigen Schallempfindung ist an das Vorhandensein eines oder mehrerer Quellorte von eindeutiger geometrisch begrenzter Ausdehnung oder an die eindeutige Ersatzwahrnehmung solcher eindeutiger Quellorte gebunden.*

Für den Fall einer Umwertung natürlicher Hörbewertungen hat daher praktisch zu gelten: Hörpsychologisch abhängige Bewertungen müssen nach jeglicher Umwertung im gleichen Maße eine eindeutige Pseudo-Dimension haben, wie im ursprünglichen Zustand eine eindeutige wirkliche Dimension vorhanden war.

Hiermit ist ein Kriterium für die Unterscheidung quantitativer und qualitativer Abweichungen gegeben.

III. 23. 32 *Die Umwertung der Lokalisation bei Einkanalübertragung*

Die Einkanalwiedergabe entspricht dem einohrigen Hörvorgang. Hierbei fällt das stereofonische Kriterium weg, also auch das natürliche Lokalisationsvermögen. An

seine Stelle setzt die Hörveranlagung, die an eine Ortsempfindung gebunden ist, eine Ersatzvorstellung, die man als „Pseudo-Lokalisation“ bezeichnen kann (siehe: innere Homogenität). Diese Pseudo-Lokalisation führt zur Definition einer „scheinbaren Entfernung“ (Distanzempfindung), die sich entlang einer hypothetischen Hörlinie entwickelt, welche vom Ohr des Hörers als Gerade durch das Lautsprecherchassis verläuft und von dem mit dem Ort des Lautsprechers zusammenfallenden „akustischen Vordergrund“ bis in den „akustischen Hintergrund“ des Aufnahmeraumes weiterreicht. Diese scheinbare Entfernung vom akustischen Vordergrund bis zum akustischen Hintergrund ist dabei mit einem kontinuierlichen Übergang der Hörbewertung vom „direkten“ und „trockenen“ Klang bis zum „indirekten“ bzw. „entfernten“ oder „räumlichen“ (gegebenenfalls auch verschwommenen) Klang verbunden. Diese Bewertungen sind im Unterschied zum natürlichen Hören nur noch von dem Intensitäts- und Laufzeitverhältnis zwischen direktem und reflektiertem Schall abhängig.

Aus diesem Zusammenhang folgt zwangsläufig der

5. Satz *Die Lokalisation ist eine hörpsychologische Abhängige qualitativer Art. Eine Übertragung ist hörpsychologisch qualitativ fehlerhaft, wenn keine eindeutige Lokalisation oder eindeutige Pseudolokalisation möglich ist.*

und die Folgerung:

Bei Einkanalwiedergabe muß eine praktische punktförmige Schallquelle an Stelle der natürlichen Lokalisation des Quellortes den Eindruck einer eindeutigen (frequenzabhängigen) scheinbaren Entfernung (und damit Raumfüllung) hervorrufen.

Die Definition lautet zusammenfassend:

Die Lokalisationsbewertung ist eine hörpsychologisch Abhängige qualitativer Art, deren fehlerhafte Übertragung zu nichtlinearen (qualitativen) hörpsychologischen Verzerrungen führt.

Vom 5. Satz könnten in einfacher Weise die entsprechenden akustisch-technischen Konsequenzen hergeleitet werden, wenn nur Intensitätsverhältnisse zu berücksichtigen wären.

III. 23. 4 *Anmerkungen über die Auswirkungen der Umwertung auf den Frequenzumfang*

Unter dem vorerwähnten Gesichtspunkt müßte der reflektierte Schalldruck bei allen Frequenzen, die bei zweiohrigem Hören noch lokalisierbar sind, gehörrichtigen Frequenzgang gegenüber dem direkten Schalldruck haben.²⁾

Diese Folgerung läßt Rückschlüsse auf den Frequenzumfang zu, der bei hörpsychologisch verzerrungsfreier Einkanalwiedergabe möglich wäre.

Es ist erkannt worden, daß unter dieser Voraussetzung gar nicht der gesamte Hörbereich übertragen werden dürfte, denn nach der Bedingung müßte auch noch ein reflektierter Schall von über 10 kHz mit erheblicher Lautstärke erzeugt werden. Dabei muß es zweifelhaft scheinen, ob oberhalb 10 kHz überhaupt noch eine merklich deut-

²⁾ Es ist möglich, daß die theoretische Forderung nach hörkurvenrichtiger Lautstärke des reflektierten Schalles (um frequenzunabhängigen Distanzeindruck zu erhalten) nur für die Wiedergabe einzelner Frequenzen zutrifft, während für die Wiedergabe eines Klanggemisches eventuell die Kurven gleicher Lästigkeit oder andere Beziehungen richtiger sein können. Diese Feststellungen müssen experimentellen Ermittlungen überlassen bleiben. An dem Prinzip der Theorie ändert sich dadurch nichts. Die hier lediglich logisch hergeleiteten Werte könnten jederzeit durch experimentelle Ergebnisse ersetzt werden.

liche Pseudolokalisation auftritt. Andererseits wiederum wäre das Vorhandensein von reflektiertem Schall im oberen Grenzbereich ein Verstoß gegen den dritten Satz, denn merklich wirksamen reflektierten Schall oberhalb 10 kHz gibt es auch bei unmittelbarem zweiohrigen Hören nicht.

Zusammenfassend ist zu sagen, daß die Breitbandwiedergabe normaler Schallaufnahmen zu nichtlinearen hörpsychologischen Verzerrungen führen muß (keine Eindeutigkeit der Pseudo-Lokalisation bzw. innere Homogenität). Diese theoretisch ermittelte Aussage stimmt mit der praktischen Beobachtung überein.

Hiermit ist eine hinreichend genaue Erklärung für die bei Breitbandwiedergabe beobachteten Störungen der Schallempfindung erbracht. Diese Störungen haben ihre Ursache nicht in technischen Mängeln, sondern in der nichtstereofonen Wiedergabe des gesamten Hörbereiches an sich (über Kugelstrahler siehe Bemerkung am Schluß des I. Teils).

Die Ausführungen zu diesem Punkt müssen daher abgeschlossen werden mit dem

7. Satz *Der gesamte Hörbereich kann im Prinzip nicht auf dem Wege der üblichen Einkanalübertragung ohne nichtlineare (qualitative) hörpsychologische Verzerrungen wiedergegeben werden.*

Hiernach die Folgerung:

Der Frequenzumfang der hörpsychologisch verzerrungsfreien Einkanalwiedergabe muß begrenzt sein

1. durch eine obere Grenzfrequenz f_0 , die — bezogen auf eine untere Bezugsfrequenz f_u — noch ohne unzulässige nichtlineare (qualitative) hörpsychologische Verzerrungen wiedergegeben werden kann, und
2. durch eine tiefe Grenzfrequenz, die erfahrungsgemäß demnach dem Quotienten $\frac{4 \cdot 10^5}{f_0}$ entspricht. f_0 ist hierbei durch die akustischen Eigenschaften des verwendeten Aufnahmeraumes gegeben.

Werden diese Bedingungen nicht erfüllt, so verursacht das wiedergegebene Klangbild die beschriebenen Fehler, die man in Anlehnung an die Definition der scheinbaren Entfernung als „Frequenzortfehler“ bezeichnen kann (unterschiedliche Distanzempfindung für verschiedene Frequenzen bzw. innere Inhomogenität).

Da alle Fehler der einheitlichen Ausdrucksweise wegen als Verzerrungen formuliert wurden, kann statt Frequenzortfehler besser eingeführt werden

„Frequenzortverzerrung“

(entsprechend der als „nichtlineare hörpsychologische Verzerrung“ definierten Erscheinungsgruppe).

Die Frequenzortverzerrung gibt an, um wieviel Prozent eine Mikrofonentfernung von einer Schallquelle geändert werden müßte, damit das Schalldruckverhältnis reflektiert-direkt hörkurvenrichtige Werte gegenüber einem berechneten oder gemessenen Bezugswert bei einer eingesetzten Bezugsfrequenz behält. Zur Bezeichnung der Frequenzortverzerrung werden die Buchstaben K_L gewählt.

Abb. 1 veranschaulicht nochmals das hörpsychologische Schema der Einkanalübertragung.

III. 3 Anwendung der Ergebnisse auf die Beurteilung praktischer Zusammenhänge

Alle durch reflektierten Schall verursachten Erscheinungen fallen weg, sobald das Zustandekommen reflektierten Schalles überhaupt vermieden wird. Aufnahmen im freien Schallfeld z. B. zeigen keine ausgeprägten Pseudo-Lokalisationsfehler, weil die Größenordnung dieser Empfindung bei allen Frequenzen Null ist (relative Verlängerung tieffrequenter Anklingvorgänge bei $r/d(L) > 1$).

Dagegen werden physiologische Fehler sehr deutlich, weil die retuschierende Klangfärbung des reflektierten Schalles entfällt (siehe Abb. 2). Dieser Fehler kann jedoch mit

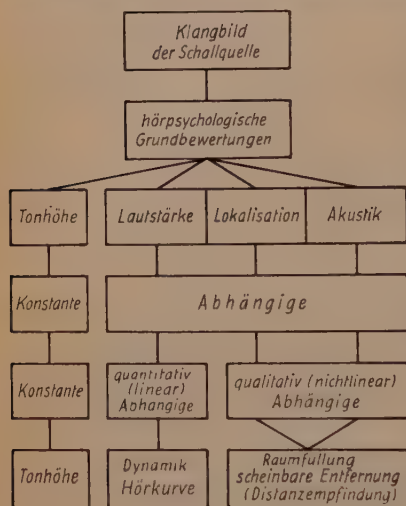


Abb. 1

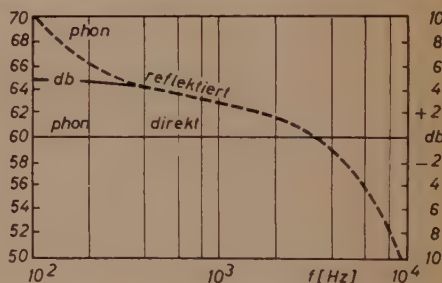


Abb. 2. Beispiel für ein reflektiert-direkt Lautstärkenverhältnis bei Anwendung des üblichen Aufnahmesystems. Konstante Lautstärke des direkten Schalles ist angenommen

verhältnismäßig einfachen Mitteln korrigiert werden, so daß die Aufnahme im freien Schallfeld bzw. in einer Anordnung, die den Bedingungen eines freien Schallfeldes nahekommt, in gewissen kritischen Fällen die günstigsten Voraussetzungen für die

subjektiv bezogene Einkanal-Umwertung bieten kann. Man erreicht so mit Hilfe geschickt dimensionierter akustischer Hilfsvorrichtungen auf Anhieb die Erfüllung mancher schwierigen Klangforderungen (siehe I. Teil), denen in gewöhnlichen Räumen aus den dargestellten Gründen nicht beizukommen ist (Beispiele für akustisch entsprechende Anordnungen sind u. a. auf „Capitol“-Schallplatten zu finden).

Bei der ausschließlichen Breitbandwiedergabe direkten Schalles macht sich auffallend nur noch die Einschwingzeit der musikalischen Schallvorgänge bemerkbar, d. h. die Aufmerksamkeit des Gehörs scheint mit der Dauer der Einschwingvorgänge, also mit der Tonhöhe, zusammenzuhängen, wobei die Aufmerksamkeit bei Schallgemischen mit zunehmender Tonhöhe der Gemischanteile mehr und mehr in Anspruch genommen wird.³⁾

Die bisherigen Betrachtungen konzentrierten sich im wesentlichen auf die Wirkungen des $r/d(L)$ -Verhältnisses. Die Suche nach günstigsten Bedingungen wird jedoch erst

³⁾ Diese Beanspruchung der Hörempfindung wurde vor einiger Zeit von Dr. F. Winckel auch als Belastung in dem Sinne gekennzeichnet, daß eine zwangsweise erhöhte Aufmerksamkeit zu physischer Anstrengung und damit auch zum Desinteresse führen kann. Bezeichnend hierfür ist die Beobachtung, daß Hörer mit UKW-Geräten nur selten von der zur Verfügung stehenden NF-Bandbreite vollen Gebrauch machen, auch wenn sie viel Zeit hatten, sich an den neuen Klangeindruck zu gewöhnen. Eine erhebliche Rolle spielen hierbei außerdem Zusammenhänge (siehe Fußnote 1).

sinnvoll, wenn das akustische Geschehen dem natürlichen Ablauf entsprechend nach der Zeit aufgelöst wird.

Im zeitlichen Verlauf sind die wesentlichen Abschnitte eines Klanggeschehens:

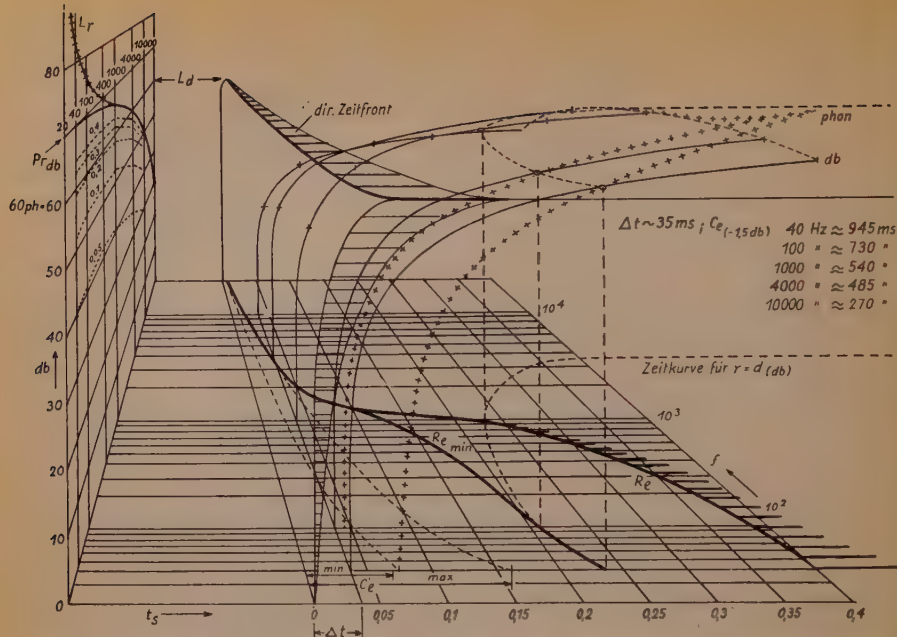
1. der musikalische Einschwingvorgang des Klangkörpers und das Hinzutreten des Einschwingvorganges des reflektierten Schalles,
2. der stationäre Bereich direkten und reflektierten Schalles,
3. das Ausklingen direkten und reflektierten Schalles.

Diesen drei grundsätzlichen Abschnitten kommt jeweils eine ganz charakteristische Bedeutung zu.

Der musikalische Anklingvorgang bestimmt die (wie es hier genannt werden kann) „individuelle Kontur“ des Klanggeschehens, d. h. die charakteristischen Merkmale der wichtigen musikalisch-künstlerischen Elemente (z. B. rhythmische Prägnanz, Figuration, Instrumentalausdruck usw.). Es muß daher ohne Zweifel eine grundlegende Forderung für jede Übertragung sein, daß der gesamte musikalische Einschwingvorgang einer Schallquelle (ihres direkten Schalles) auch bei größerer Mikrofonentfernung möglichst unbeeinflusst (zeit- und formgetreu) und physiologisch lautstärkenproportional zum Hörort gelangt. Diese Forderung, gleichgültig um welches Musikinstrument es sich handelt, soll möglichst nicht mit unnatürlicher und aufdringlicher klanglicher „Nähe“, d. h. mit kleinen Mikrofonabständen, erkaufte werden.

Rechnet man die praktisch häufig vorkommenden Einklingzeiten der Melodieinstrumente durchschnittlich bis 10...20 ms und die der tiefen Instrumente mit 20...150 ms (Angaben nach *Backhaus*), so kann diese Forderung als ausreichend erfüllt angesehen werden, wenn die Laufzeitverhältnisse direkt/reflektiert 1. Ordnung (Orchester—Mikrofon/Orchester—Wand—Mikrofon) bei einem stationären r/d (L)-Verhältnis bis max. 1 einen Wegunterschied bei allen Frequenzen von etwa 60...100 ms ergeben, d. h., wenn die dem Orchester zunächst angeordneten Wandflächen (vom Schwerpunkt des Orchesters aus gerechnet) mindestens etwa 15 m entfernt und möglichst winklig gestellt sind, so daß zudem die Reflektionen 1. Ordnung nicht voll wirksam werden. Die immer vorhandenen Rückwürfe wesentlich kleinerer Laufzeit (z. B. vom Fußboden und von beweglichen benachbarten Gegenständen) sollten demnach unterhalb eines gewissen Pegels bleiben (siehe hierzu aber die Anmerkung über gegebenenfalls günstigere Anordnung im kleineren Raum mit künstlichem Nachhall). Der als stationär angenommene Mittelteil des Klanggeschehens enthält das Nebeneinander der Einzelregister, deren klangliche Verschmelzung bis zu einem gewissen Grade jeweils erwünscht ist. Vom gleichen Grad dieser Verschmelzung innerhalb des Klangspektrums hängt der Eindruck der akustischen Gleichwertigkeit ab, mit der Einschränkung, daß die den subtilen Ausdruck eines Klangverlaufes ausmachenden und sich ständig verändernden Formantspektren nicht der gleichen klangbindenden Wirkung ausgesetzt sein dürfen. Diese Forderung ist erfüllt, wenn das reflektiert-direkte Lautstärkenverhältnis bis zu den höchsten Melodietönen einschließlich konstant bleibt. Diese Konstanz wiederum ist gewährleistet, wenn der Nachhallfrequenzgang unterhalb 2000 Hz abfällt, oder wenn Schallempfänger zur Anwendung kommen, die den reflektierten Raumanteil mit entsprechendem Verlauf ausblenden.

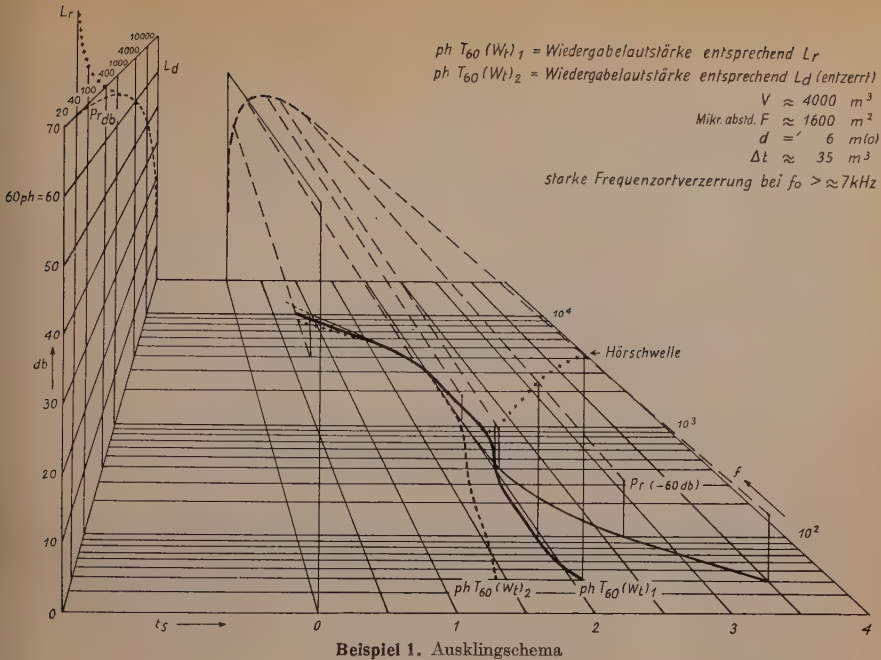
Das Ausklingen des direkten und vor allem des reflektierten Schalles bestimmt ebenfalls die „individuelle Kontur“ insofern, als Grad und Färbung des Ausklingens ein akustisch notwendiges Äquivalent für ein plastisches Fortschreiten des Klanggeschehens



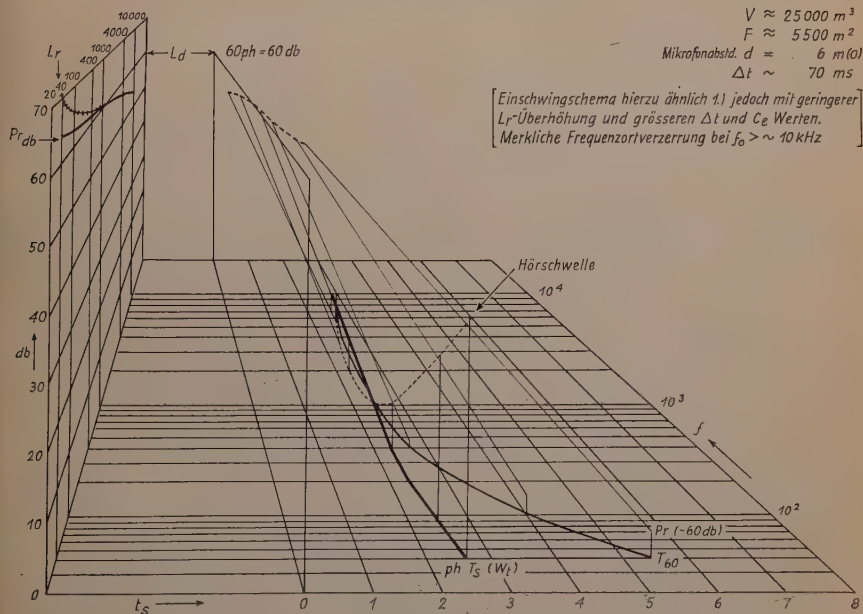
Beispiel 1. Einschwingeschema (Prinzipielle Darstellung zum Zustandekommen hörpsychologischer Umwertungen)

abgeben, dem ja bei unmittelbarem Erlebnis das optische oder „atmosphärische“ Fortschreiten einer Handlung ohne weiteres anhaftet. Dieses Ausklingen sollte im Idealfall nach einer gewissen Zeit einen subjektiv lautstärkengetreuen Eindruck von der spektralen Lautstärkenverteilung innerhalb des vorangegangenen direkten Klangeignisses nachzeichnen. Diese Forderung ist erfüllt, wenn die Nachhallkurve in bestimmtem Maße nach tiefen und nach hohen Frequenzen ansteigt, und wenn ferner die Nachhallzeit die für die suggestive Absicht ihrer Wirkung erforderliche Größe hat.

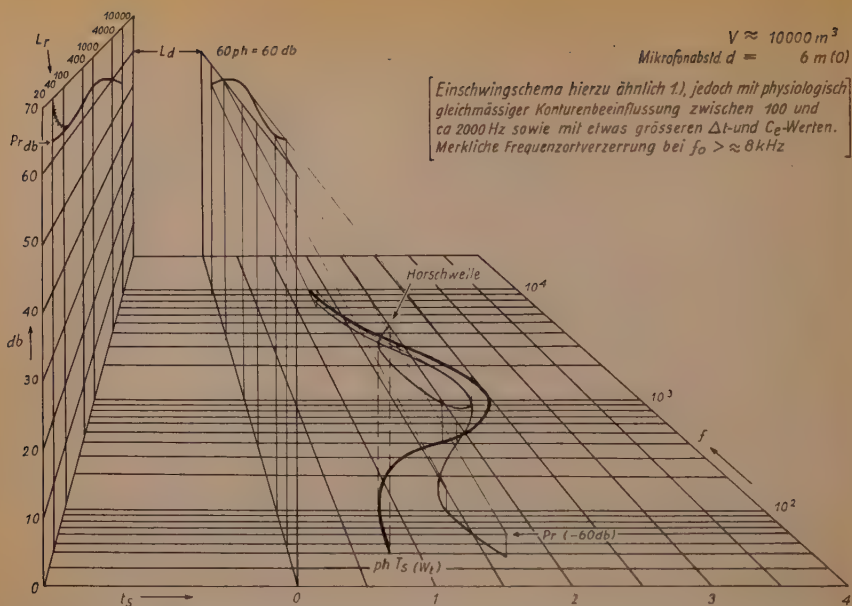
Die günstigsten Bedingungen für die drei Abschnitte widersprechen sich zum Teil. Besonders die Forderung in bezug auf die Nachhallkurven sind in 1. und 3. fast entgegengesetzt. Hier bietet das Raumvolumen wie folgt ein Kriterium für die Entscheidung zugunsten der einen oder der anderen Möglichkeit: Von den Gegebenheiten (Grundfläche der Besetzung, Art der Darbietung) und den klanglichen Forderungen (größerer Mikrofonabstand, Rücksicht auf vorgenannte drei Abschnitte, Klangforderungen lt. I. Teil) ausgehend, erhält man ein wünschenswertes bzw. in einem vorgegebenen Raumvolumen mit zu erstellender Nachhallkurve ein optimales r/d ($L \neq t$)-Verhältnis; ergibt die geometrische Anordnung im vorgegebenen Raum echte Laufzeitdifferenzen 1. Ordnung (Wandreflektionen) von mindestens der halben Dauer musikalischer Einschwingvorgänge, also etwa 50...60 ms, so ist nach hörpsychologischen Überlegungen die Berücksichtigung des 1. Abschnittes am wichtigsten. Diesen Laufzeitdifferenzen werden Räume mit einem Volumen etwa zwischen 8000 und 15000 m³ zuzuordnen sein. Bei einer Nachhallzeit von etwa 2...2,5 s bei 1000 Hz und einem r/d (L)-Verhältnis annähernd 1 ergibt sich in dieser Raum-Kategorie (I) nach einem im dritten Teil ent-



Beispiel 1. Ausklingschema



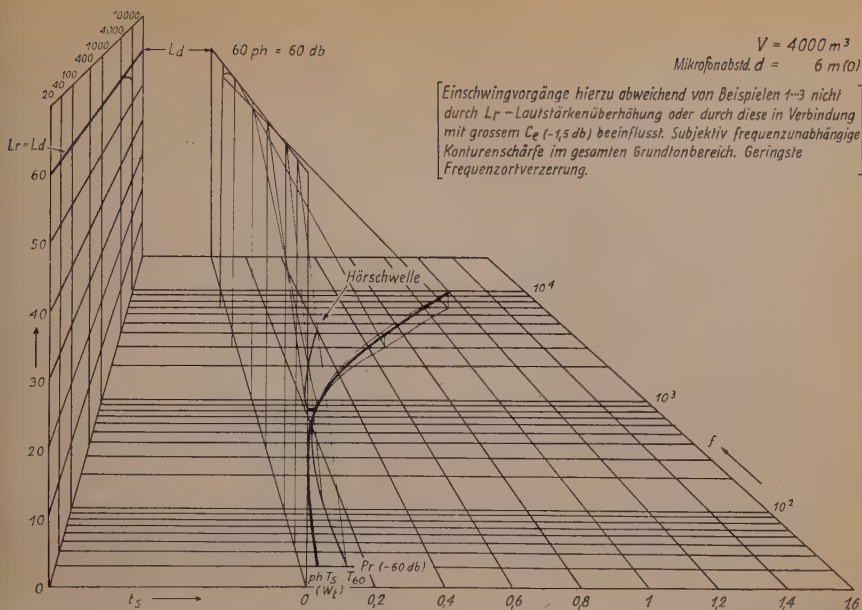
Beispiel 2. Ausklingschema (Beispiel für annähernd frequenzunabhängigen Hörschwellendurchgang des Nachklings)



Beispiel 3. Ausklingschema (gehörrihtiges Lautstärkenverhältnis pr/pd etwa zwischen 2000 und 100 Hz in der Umgebung gebräuchlicher Mikrofonabstände — Jesus-Christus-Kirche, Berlin-Dahlem)

wickelten Ausdruck ein Mikrofonabstand (Kugelempfänger) von etwa 6 m. Dieser Abstand kann als kleinstzulässig für die Erfassung größerer Klangkörper angesehen werden. Für diesen Raum und diese Einstellung müßte also ein Nachhallverlauf angestrebt werden, der unterhalb hoher Melodietöne abfällt (etwa unterhalb 2000 Hz) und der oberhalb dieser Frequenz je nach der Charakteristik des Schallempfängers entweder auf ähnlicher Höhe verbleibt oder noch hochzieht (letzteres im Falle stark höhenrichtempfindlicher Empfänger). Für klassisch-symphonische Musik wäre von der Klangvorstellung her sogar ein Abfall nach den Höhen zu erwägen, da ein konstanter oder betonter Nachklingeneindruck in hohen Tonlagen zwar eine wünschenswerte Helligkeit und Offenheit in das Klangbild hineinbringt, unter bestimmten Umständen (z. B. bevorzugte Rückwürfe) aber auch eine gewisse „Kälte“. Besonders im Falle des lautstärkenuntersetzten reflektierten Anteils bei Polymikrofonie ($r/d (L) < 1$) führt ein scharfes Ansteigen der Nachhallkurve oberhalb 4 kHz zu dem erwünschten Ausklingen des Raumhintergrundes nach hohen Frequenzen⁴⁾.

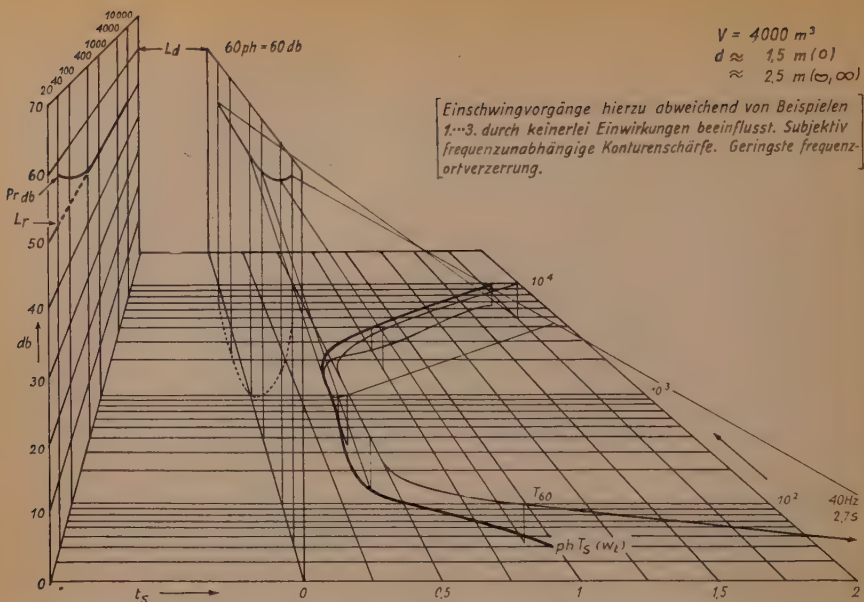
⁴⁾ Interessant ist in diesem Zusammenhang, daß die hier angestellten theoretischen Überlegungen in fast allen Einzelheiten eine praktische Bestätigung erfahren haben, was die Kategorie I anbelangt, also die Räume zwischen etwa 8000 und 15000 m³. Die geforderten Eigenschaften der Nachhallkurve stimmen mit denen der Dahlemer Kirche weitgehend überein. Kürzlich von Dr. Weisse zur Feststellung ortsabhängiger Nachhallvorgänge durchgeführte Messungen haben zudem gezeigt, daß die geforderten $r/d (t)$ - und annähernd auch die $r/d (L)$ -Verhältnisse am Ort der Orchesteraufstellung mit Werten zwischen 50 und 65 ms bzw. mit einem Dämpfungsabstand des reflektierten Schalles unter dieser Laufzeitdifferenz von etwa 10...20 db ebenfalls die Voraussetzungen erfüllen.



Für eine zweite Kategorie von Rauminhalten von 15000 m^3 an aufwärts kann ein langsam mit dem Raumvolumen ansteigender Nachhallgang in den Tiefen (gegenüber 1000 Hz) als günstig bezeichnet werden. Oberhalb 25000 m^3 ist mit Sicherheit ein starker Anstieg nach den Tiefen richtig, da ein rein physiologischer Ausklingvorgang (gleichzeitiger Hörschwellendurchgang des reflektierten Spektrums nach einer bestimmten Zeit t) die Voraussetzungen für den wichtigen ersten Abschnitt nicht beeinträchtigen wird, denn bei so großen Volumina würde das $r/d(L)$ -Verhältnis sicher nicht >1 werden dürfen, so daß $r/d(t)$ -Verhältnisse keine Aufweichung der Einschwingvorgänge verursachen könnten.

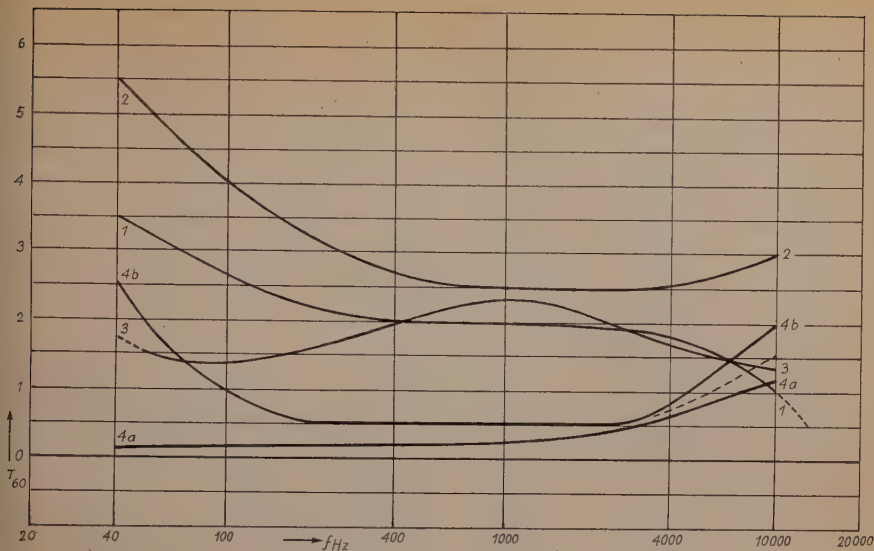
Ein günstiger Aufnahmeraum hätte ungeachtet der Möglichkeit einer Verwirklichung nach den hier entwickelten Ansichten ein Volumen von etwa 25000 m³ mit rein physiologischem Nachhallzeitverlauf ($r/d(L) \leq 1$; 40 Hz 5,5 s; 100 Hz 4 s; 1...3 kHz 2,5 s; 5 kHz 2,7 s; 10 kHz 3 s) bei einer Anordnung der Begrenzungsflächen, die in näherer Umgebung der Schallquelle eine Verteilung der Reflektionen 1. Ordnung innerhalb der angegebenen Zeitwerte zur Folge hätte. In bezug auf die Mikrofontfernung müßte aber auch hier noch ein Kompromiß geschlossen werden, da ein frequenzunabhängiger Kugelpfänger auch hier bereits bei rd. 4 m ein $r/d(L)$ -Verhältnis = 1 ergeben würde (40 Hz). Praktisch wird die Entfernung größer sein können, da die Forderung $r/d(L) = 1$ nicht unbedingt auf 40 Hz bezogen werden muß.

Für eine dritte Kategorie von kleinen Rauminhalten (unterhalb 8000 m³) gilt mit kleiner werdendem Volumen zunehmend die Forderung nach Erhaltung der direkten Ein-



Beispiel 4b. Ausklingenschema (theoretisches extremes Raumbeispiel für konsequente Polymikrofonie — extreme T_{60} -Kurve nach o. a. Daten berechnet —)

schwingvorgänge trotz einer Mindest-Mikrofonentfernung von etwa 6 m, die nicht mehr unterschritten werden sollte. Die zu fordernden Nachhallzeiten nehmen also sehr bald äußerst kleine Werte an, die unmittelbar von den Forderungen r/d (L) nicht erheblich > 1 und reflektiert-Ein- bzw. Ausschwingzeiten nicht wesentlich verschieden von den musikalischen An- bzw. Ausklingzeiten diktiert werden. Solche kleineren Räume mit extrem niedriger mittlerer Nachhallzeit, aber physiologischem Nachhallanstieg bei höheren Frequenzen sind für ein Zusammenwirken mit künstlichen Nachhalleneinrichtungen prädestiniert, so daß beliebige Montagen möglich werden, auch von größeren Klangkörpern. Unter geeigneten Umständen können solche Aufnahmen bei geringeren Unkosten anderen Aufnahmen, die nach klassischem Verfahren hergestellt wurden, überlegen sein. Ein ganz wesentliches Merkmal solcher Anordnungen (große Mikrofonentfernungen bei geringsten, aber physiologisch angepaßten Nachhallzeiten) ist das *homogene intensive Mitklingen des reflektierten Schalles mit dem Zeitablauf der direkten Schallvorgänge*. Damit ist zwar immer eine gewisse Veränderung der sogenannten „natürlichen Klangfarbe“ des Direkt-Klangspektrums verbunden, andererseits aber verliert der direkte Schall die aufdringliche Unmittelbarkeit und tonliche Substanzarmut unter gleichzeitigem Gewinn an Einzelton-Plastik und Einzelton-Klangintensität (besseres Klang-Geräusch-Verhältnis). Der Klang wirkt stilisiert rein und unmateriell, aber dennoch außerordentlich typisch. In Anbetracht der sowieso nicht systemverwandten „natürlichen“ Abbildung im klassischen Sinne (Frequenz-Fotografie) sollte dieser eben beschriebenen Art der Wiedergabe Vorrang bei allen Übertragungsaufgaben ein-



Nachhallkurven zu Beispiel 1—4b

geräumt werden, die auch nur geringfügige Montagen oder Tonregie erfordern. Ihr Hauptvorteil liegt wiedergabeseitig darin, daß der bekannte, etwas gepreßte Direktklang gebräuchlicher Anordnungen bei keiner Abhörlautstärke auftritt. Die Wiedergabe ist stets frei und plastisch, dabei von höchster Durchsichtigkeit, Klangbindung, Konturen- und Tiefenschärfe.

Die bisher gewonnenen Anschauungen sollen in den folgenden Reliefdarstellungen durch einige Beispiele ausgedrückt werden.

Wie schon betont wurde, können diese theoretischen Betrachtungen nur ein Prinzip umreißen. Es scheint aber, daß auch mit den prinzipiellen schon sehr wesentliche Vorgänge erfaßt oder beurteilt werden können.

In den folgenden Abbildungen ist jeweils das als „Hör-Wertung“ wirksame Resultat eine kräftig ausgezogene Linie. Dabei kann die aus reflektiertem und direktem Schall zusammengesetzte Hör-Wertung der Einschwingvorgänge nur als Hypothetische (R_0) eingetragen werden, während die physiologische Nachhallzeit (Hörschwellendurchgänge des Nachklingens, bezogen auf eine Normalwiedergabelautstärke) mit ziemlicher Sicherheit bestimmbar ist.

Im einzelnen bedeuten:

L_d	Lautstärke des direkten Schalles
L_r	Lautstärke des reflektierten Schalles
r_{db}	Pegel des reflektierten Schalles in db
Δt	durchschnittliche geometrische Laufzeitdifferenz
c_e	Dauer des Einschwingvorganges des reflektierten Schalles (Index = Pegel in db bzw. phon unter p_0)

c_c'	Dauer des Anklingvorganges des direkten Schalles
T_{60}	Dauer des Ausschwingvorganges des reflektierten Schalles bis — 60 db
$ph\ T_s$	Dauer des Ausschwingvorganges des reflektierten Schalles bis 0 ph
c_a'	Dauer des Ausklingvorganges des direkten Schalles
$f_{\wedge} \left(\left \frac{c_e}{c_e'} \right \frac{L_d}{L_r} \Delta t \right)$	symbolische Funktion aus den betreffenden Größen, von deren Zusammenwirken der Grad der <i>Konturenschärfe</i> abhängt (zunehmender Zähler entspricht zunehmender Bewertung).
$f_{>} \left(\frac{c_e L_r}{c_e' L_d \Delta t} \right)$	wie vor: <i>Distanzempfindung</i>
$F_{KL} \left(\frac{f_{>f_u} f_{\wedge f_o}}{f_{>f_o} f_{\wedge f_u}} \right)$	symbolische Funktion aus f_{\wedge} und $f_{>}$ bei Bezugsfrequenzen f_o und f_u , den Grad der Wahrnehmbarkeit innerer Inhomogenität (Frequenzortverzerrung) kennzeichnend (zunehmender Zähler entspricht zunehmender Verzerrung)
W_t	Wahrnehmbarkeitskurve der Hörschwellendurchgänge.

Beispiel 1 veranschaulicht die Verhältnisse in einem Raum, der für die meisten Aufgaben nicht günstig wäre. Die Eigenschaften dieses Raumes können jedoch als Muster für das Zustandekommen eines „Prinzipklanges“ gelten, der mehr oder weniger allen Aufnahmen anhaftet, die nicht mit einem subjektiv bezogenen System hergestellt wurden.

Die außerordentlich wirksame Aufweichung der tiefen Konturen, verbunden mit einer subjektiv unzulässigen Nichtlinearität des Originalklanges gegenüber der Wiedergabe ist deutlich zu erkennen.

Beispiel 2 veranschaulicht die Verhältnisse in einem sehr großen Raum mit physiologischen Nachhalleigenschaften im gesamten Klangspektrum. Die ungünstigen Eigenschaften des ersten Beispiels sind hier im wesentlichen beseitigt. Allerdings bleibt die Mikrofonentfernung nach wie vor beschränkt und die betont materielle Klangwirkung des etwas indifferenten, wenig raumbundenen direkten Schalles erhalten.

Beispiel 3 veranschaulicht die Verhältnisse in der klanglich recht günstigen Dahlemer Kirche, die einen unterhalb 1000 Hz stark abfallenden Nachhallverlauf zeigt.

Beispiel 4 zeigt das Muster eines Raumes für Polymikrofonie und akustische Montagen mit extrem geringer mittlerer Nachhallzeit und physiologischer Raumanpassung oberhalb des Grundtonbereiches. Diese letztere Anordnung ist dem Höreindruck nach kennzeichnend für bestimmte ausländische Schallaufnahmesysteme, vor allem das der NBC.

Zusammenfassung

Die Wirkungen von Lautstärken- und Laufzeitverhältnissen zwischen reflektiertem und direktem Schall bei der Einkanal-Übertragung werden geordnet und definiert. Hieraus wird die theoretische Grundlage für ein subjektiv bezogenes Übertragungssystem hergeleitet. Es wird allgemein festgestellt, welche Funktionen das Übertragungssystem zwischen Darbietung und Wahrnehmung ausüben kann und wo speziell die Wirkungsmöglichkeiten des Einkanalverfahrens liegen.

Die Wienbrücke als frequenzbestimmendes Element bei Selektivverstärkern

In vorliegender Arbeit wird grundsätzlich in mathematischer und vektorieller Darstellung auf Funktion und Wirkungsweise der Wienbrücke eingegangen. Es wird dann mit Hilfe von Ortskurven der Verlauf der Brückenspannung und der Z-Werte in Abhängigkeit von der Frequenz gezeigt. (Herrn E. Mäser gewidmet.)

1. Elementare Beschreibung der Wienbrücke und Ableitung der Abgleichbedingung

Die Wienbrücke, Abb. 1, besteht aus einem reellen und einem komplexen Spannungsteiler. Der komplexe Spannungsteiler ist frequenzabhängig, und es besteht die Forderung, daß bei einer bestimmten Frequenz ω_0 die Brückenspannung 0 ist. Da der reelle Spannungsteiler ein Verhältnis

$$\mathbf{v}_r = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \end{pmatrix}$$

hat, muß also bei der erwähnten Frequenz ω_0 die Bedingung $\mathfrak{Z}_1 = \mathfrak{Z}_2$ erfüllt sein. Das betrifft sowohl die Real- wie auch die Imaginäranteile. Es ist somit

$$\mathfrak{Z}_1 = R_1 - j \frac{1}{\omega C_1} \quad (1)$$

$$\mathfrak{Z}_2 = \frac{R_2 \cdot \frac{1}{j \omega C_2}}{R_2 + \frac{1}{j \omega C_2}} = \frac{R_2 - j \omega C_2 R_2^2}{1 + (\omega C_2 R_2)^2} \quad (2)$$

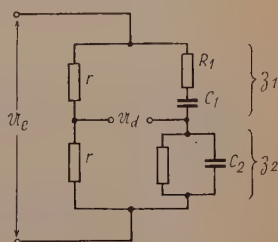


Abb. 1

Setzen wir Real- und Imaginäranteile gleich, so ist

$$R_1 = \frac{R_2}{1 + (\omega C_2 R_2)^2} \quad (3)$$

$$\frac{1}{\omega C_1} = \frac{\omega C_2 R_2^2}{1 + (\omega C_2 R_2)^2} \quad (4)$$

Gesucht wird das Verhältnis von $\frac{R_2}{R_1}$ bzw. $\frac{C_2}{C_1}$, bei dem bei der Frequenz ω_0 Abgleich besteht.

Für die Forderung, daß Widerstandsvektoren sich gleichen, gibt es zwei Bedingungen:

- Winkelgleichheit,
- Gleichheit der Beträge

Zu a) Bedingung

$$\operatorname{tg} \psi_1 = \operatorname{tg} \psi_2 = \operatorname{tg} \psi_0$$

1

$$\operatorname{tg} \psi_1 = \frac{\omega C_1}{R_1} = \frac{1}{\omega C_1 R_1}$$

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \frac{\omega C_2 R_2^2 (1 + [\omega R_2 C_2]^2)}{R_2 (1 + [\omega R_2 C_2]^2)} = \omega C_2 R_2$$

Durch Gleichsetzen von

$$\frac{1}{\omega C_1 R_1} = \omega C_2 R_2 = \operatorname{tg} \psi_0$$

wird

$$\omega^2 = \omega_0^2 = \frac{1}{R_1 C_1 R_2 C_2} \quad (5a)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 C_1 R_2 C_2}} \quad (5b)$$

Zu b) Real- und Imaginäranteile sind gleichzusetzen, siehe (3) und (4).

Unter Benutzung von

$$\operatorname{tg} \psi_2 = \operatorname{tg} \psi_0 = \omega C_2 R_2$$

wird (3) zu

$$R_1 = R_2 \frac{1}{1 + \operatorname{tg}^2 \psi_0} \quad (6a)$$

und (4) zu

$$\frac{1}{\omega C_1} = \frac{\omega C_2 R_2^2}{1 + \operatorname{tg}^2 \psi_0}$$

Unter Einsetzen von (6a)

$$R_2 = R_1 (1 + \operatorname{tg}^2 \psi_0)$$

wird

$$\frac{1}{\omega C_1} = C_2 \frac{\omega R_1^2 (1 + \operatorname{tg}^2 \psi_0)^2}{(1 + \operatorname{tg}^2 \psi_0)} = \omega C_2 R_1^2 (1 + \operatorname{tg}^2 \psi_0)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega^2 R_1^2 C_1 (1 + \operatorname{tg}^2 \psi_0)} \quad C_1 = C_1 \frac{\operatorname{tg}^2 \psi_0}{1 + \operatorname{tg}^2 \psi_0}$$

$$C_1 = C_2 \frac{1 + \operatorname{tg}^2 \psi_0}{\operatorname{tg}^2 \psi_0} \quad (6b)$$

(6a) und (6b) sind die Gleichungen der allgemeinen Form zur Dimensionierung der Wienbrücke. Um Werte zu vermeiden, die erschwerte Herstellungsbedingungen erfordern, wird

$$\operatorname{tg} \psi_0 = 1 \quad \text{gewählt.}$$

Somit wird aus (6a)

$$\frac{R_2}{R_1} = 2$$

Analog dazu gilt

$$\frac{C_2}{C_1} = \frac{1}{2}$$

Die Brücke erhält dann die Form nach Abb. 2.

Die Frequenzbedingung nach (5b) lautet also

$$\omega_0 = \frac{1}{R C} \quad (7)$$

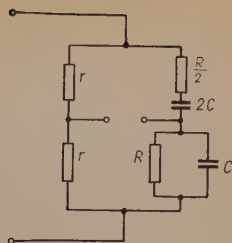


Abb. 2

d. h. die Brückenspannung ist für diese Frequenz Null.

2. Die Brückenspannung und Widerstandsverhältnisse als Funktion der Frequenz

Abb. 3 stellt einen Symmetrieverstärker dar, der auf einer Wienbrücke arbeitet. Die Phasendrehung im Verstärker sei 360° (2 Stufen). Die Differenz u_d wird dem Eingang des Verstärkers zugeführt und dämpft je nach Größe der rückgeführten Spannung die Verstärkung. Bei

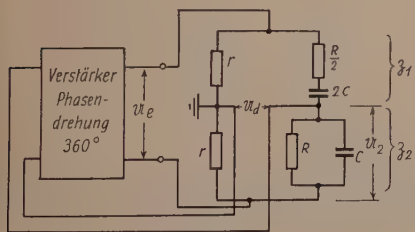


Abb. 3

$$\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C}$$

ist die Brückenspannung Null, und es erfolgt keine Dämpfung, d. h. für diese Frequenz ist die volle Verstärkung da.

Folgende Beziehungen gelten:

$$u_d = \frac{1}{2} u_e - u_2 \quad (8)$$

$$u_2 = u_e \frac{3_2}{3_1 + 3_2} = u_e \frac{1}{1 + \frac{3_1}{3_2}}$$

$$u_d = \frac{1}{2} u_e - u_e \frac{1}{1 + \frac{3_1}{3_2}} \quad (8a)$$

$$u_d = \frac{1}{2} u_e \frac{1}{1 + \frac{3_1}{3_2}} \quad (9)$$

Ist u_d negativ, d. h. $\beta_1 < \beta_2$, so bedeutet dies, daß der Verstärker positive Rückkopplung aufweist und Neigung zum Schwingen zeigt. Dies muß unter allen Umständen vermieden werden. Somit lautet die Bedingung für die β -Werte über alle Frequenzen

$$\beta_1 \geq \beta_2$$

Nur bei Abgleich, d. h. ω_0 , ist

$$\beta_1 = \beta_2$$

In Abb. 3 bedeuten

$$\beta_1 = \frac{1}{2} \left(R - j \frac{1}{\omega C} \right) \quad (10)$$

$$\beta_2 = \frac{\frac{R}{j \omega C}}{R + \frac{1}{j \omega C}} = \frac{R}{1 + j \omega C R} = \frac{R - j \omega C R^2}{1 + (\omega C R)^2} \quad (11)$$

Setzt man diese Werte in (9) ein, so ergibt sich folgendes:

$$u_d = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \frac{R + \frac{1}{j \omega C}}{R - j \omega C R^2} [1 + (\omega C R)^2]}$$

$$u_e = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \frac{1 - j \omega R C}{1 - j \omega R C} [1 + (R C \omega)^2]}$$

Unter Benutzung der Abgleichbedingung

$$\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C}$$

wird

$$u_d = \frac{1}{2} \frac{1}{1 + \frac{1}{2} \frac{1 - j \frac{\omega_0}{\omega}}{1 - j \frac{\omega}{\omega_0}} \left[1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0} \right)^2 \right]}$$

$$u_e = \frac{1}{2} \frac{1}{2 + \frac{1}{2} j \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (12)$$

Diese Formel hat die Form einer komplexen Kreisgleichung mit dem Durchmesser $1/2$. Bringt man Real- und Imaginärteile in den Nenner, so wird unter Einführung der Verstimmung

$$X = \left[\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right] \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \frac{U_d}{U_e} &= \frac{1}{2} \frac{1}{2 + \frac{1}{2} j X} \\ U_d &= \frac{j X}{8 + 2 j X} \\ \frac{U_d}{U_e} &= \frac{2 j X + \frac{1}{2} X^2}{16 + X^2} \\ \frac{U_d}{U_e} &= \frac{1}{2} \frac{X^2}{16 + X^2} \end{aligned} \quad (14)$$

Aus (14) leitet sich der Phasenwinkel von U_d ab

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{4}{X} = \frac{4}{\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right)} \quad (15)$$

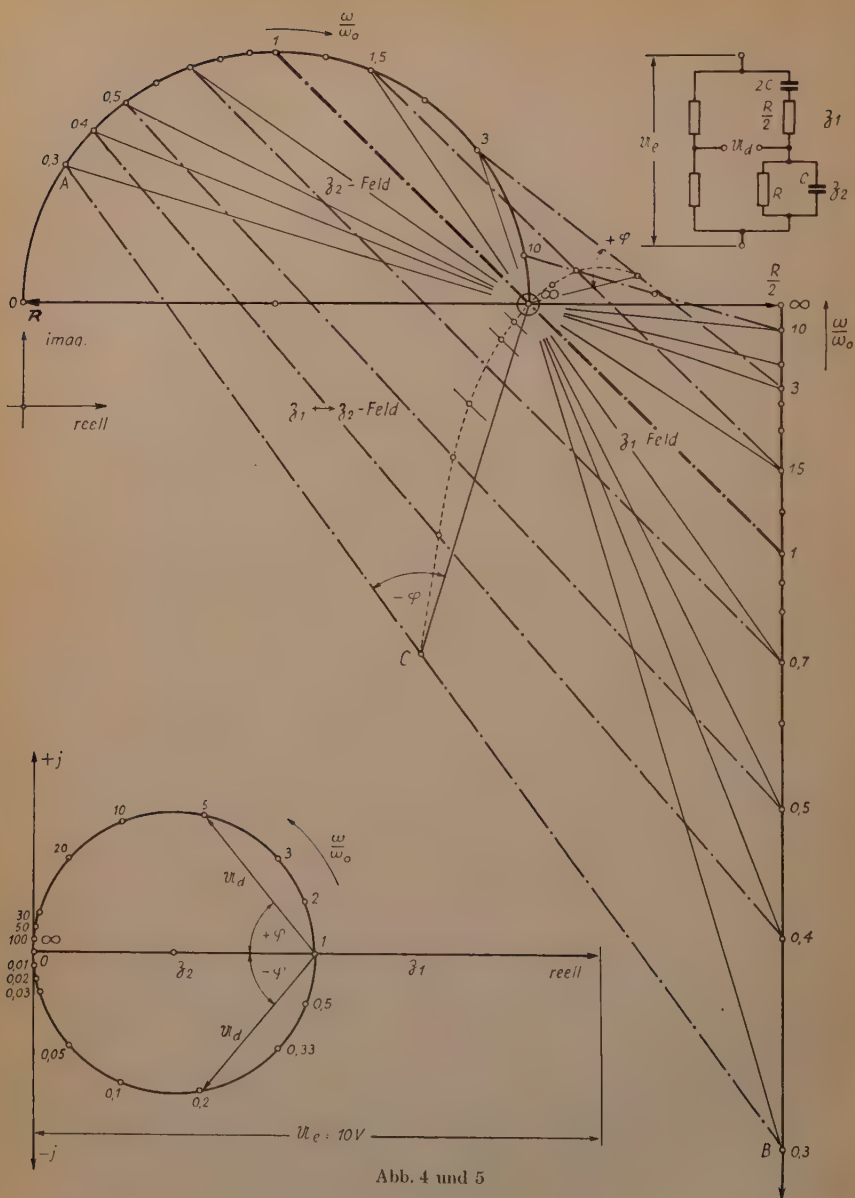
Es ist an (15) deutlich der Phasensprung bei Abgleich von $+90^\circ$ nach -90° zu sehen. Aus (12) ist zu ersehen, daß die Spannung U_d sowohl bei $\omega = \infty$ wie auch bei $\omega = 0$ den Betrag

$$|U_d| = \frac{1}{2} U_e$$

hat und somit nie größer werden kann als $1/2 U_e$. Es muß somit vom Verstärker die doppelte Spannung aufgebracht werden. Die entsprechende Ortskurve zu (12) zeigt Abb. 4. Man kann hier den jeweiligen Spannungsdifferenzvektor nach Betrag und Phase abgreifen. Auch hier ist deutlich die starke Winkeländerung in der Nähe der Abgleichfrequenz erkennbar.

Abb. 5 zeigt die Ortskurve der beiden β -Werte. Man kann hieraus auf die jeweilige Belastung, z. B. einer Symmetrie-Ausgangsstufe schließen. Die Ortskurve für β_2 ist, da Parallelschaltung, ein Kreis. Der Durchmesser des Kreises ist R . Die Grenzfälle $\omega = \infty$ und $\omega = 0$ ergeben einmal am Ende des Kreises den Wert

$$\begin{aligned} \beta_2 &= R \triangle \omega = 0 \\ \text{und } \beta_2 &= 0 \triangle \omega = \infty \end{aligned}$$



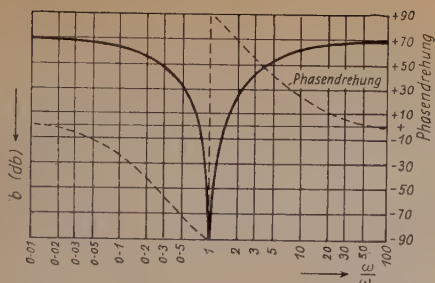


Abb. 6. Verlauf von Betrag und Phase von U_d der Wienbrücke

$\frac{\omega}{\omega_0}$	$\lg \varphi$	φ	$\frac{\omega_0}{\omega}$
0.01	-0.04	-2°20'	100
0.02	-0.08	-4°30'	50
0.033	-0.13	-7°30'	30
0.05	-0.2	-11°20'	20
0.1	-0.405	-22°	10
0.2	-0.84	-40°	5
0.33	-1.5	-56°	3
0.5	-2.65	-69°	2
1	∞	90°	1
2	2.65	69°	0.5
3	1.5	56°	0.33
5	0.84	40°	0.2
10	0.405	22°	0.1
20	0.2	11°20'	0.05
30	0.13	7°30'	0.033
50	0.08	4°30'	0.02
100	0.04	2°20'	0.01

Für \mathfrak{Z}_1 zeigt sich eine normale Serienschaltung. Die Ordinate $= \frac{R}{2} \wedge \omega = \infty$, und die Abszisse hat den Wert

$$R_C = \frac{1}{\omega C}$$

mit der Reziprokteilung ω ; für $\omega = 0$ ergibt sich $\mathfrak{Z} = \infty$. Es ist hier wieder deutlich der Phasensprung der \mathfrak{Z} -Werte in der Nähe der Abgleichfrequenz

$$\omega_0 = \frac{1}{R \cdot C}$$

zu sehen. Bei Resonanz ist die Summe $\mathfrak{Z}_1 \rightarrow \mathfrak{Z}_2$ eine Gerade, und $\mathfrak{Z}_1 = \mathfrak{Z}_2$, d. h. die Strecken haben den gleichen Winkel und gleichen Betrag. Halbiert man die Verbindung der beiden Endwerte ($\mathfrak{Z}_1 + \mathfrak{Z}_2$) und verbindet sie mit dem Ursprung (0), so kann man den Winkel φ der jeweiligen Spannung U_d ermitteln. Will man den Betrag von U_d aus dieser Konstruktion ablesen, so muß man die jeweilige Strecke \overline{AB} auf die Einheitsstrecke 10 reduzieren und die Strecke CO durch denselben Faktor teilen. Beträgt die Strecke \overline{AB} bei Abgleich 10, so muß man alle Beträge für $\omega < \omega_0$ reduzieren und alle Beträge für $\omega > \omega_0$ auf den Einheitswert erweitern, denn die Spannungsverteilung erfolgt nur nach dem Verhältnis von \mathfrak{Z}_1 und \mathfrak{Z}_2 . Laut (8a) ist

$$U_d = \frac{U_e}{2} - \frac{U_e}{1 + \frac{\mathfrak{Z}_2}{\mathfrak{Z}_1}}$$

sowohl nach Betrag als auch Phase.

Literaturnachweis

- [1] W. Taeger, Die Wienbrücke als phasendrehendes Element des RC-Generators. FUNK UND TON 4 [1950], H. 11.
- [2] J. Mc. G. Sowerby, Electronik Circuitry, Selections from a Designer's Notebook. Wireless World, Juni [1950].

Die neuen CCIR-Beschlüsse

Dritter Teil: Studiengruppe Nr. 3: Vollständige Funksysteme

Empfehlung Nr. 43: Kanalabstand in vollständigen Funksystemen

Der Kanalabstand wird in den meisten Fällen bedingt durch

- a) die im Empfänger aufgenommene Energie des gewünschten Zeichens;
- b) die im Empfänger aufgenommene Störenergie, die sich aus der Stärke der Störzeichen und der Geräuschstörungen zusammensetzt;
- c) die Eigenschaften des Empfängers.

In der Empfehlung Nr. 1 (Stockholm 1948) ist festgelegt worden, daß der erforderliche Kanalabstand nach folgendem Verfahren berechnet werden soll:

Zunächst ist die vom Empfänger aufgenommene Signalstärke zu bestimmen. Danach wird die aufgenommene Störenergie festgesetzt, die sowohl die Energie von Störsendern als auch die Geräuschenergie enthält. Sodann ist der Kanalabstand zu bestimmen, der ein angemessenes Verhältnis von Nutzenergie zu Störenergie während eines annehmbaren Prozentsatzes der Zeit für die gewünschte Übertragungsart ergibt; dabei sind die Schwankungen des Zeichens und der Störung zu berücksichtigen. Es ist zu beachten, daß die Messungen der Energie des Nutzsignals und der Energie der Störung am wichtigsten sind. Für die weitere Untersuchung dieses Problems ist Frage Nr. 3 heranzuziehen. Frage Nr. 3 sieht die Untersuchung des geringsten Frequenzabstandes zwischen Funkstellen, die auf Nachbarkanälen arbeiten, für die verschiedenen Sendearten vor. In der Funkvollzugsordnung (Ausg. Atlantic City 1947) werden die Aussendungen nach ihrer Sendeart und der von ihnen eingenommenen Frequenzbandbreite bezeichnet. Die Sendearten werden nach drei Kennzeichen (Modulationsart, Übertragungsart und zusätzliche Merkmale) eingeteilt. Amplitudenmodulierte Sendungen erhalten das Kennzeichen A, frequenz- (oder phasen-) modulierte Sendungen das Kennzeichen F, pulsmodulierte Sendungen das Kennzeichen P. Es werden folgende Übertragungsarten unterschieden:

- a) Übertragung einer Nachricht ohne jegliche Modulation (Kennzeichen 0);
- b) Telegrafie ohne Modulation durch eine hörbare Frequenz (Kennzeichen 1);
- c) Telegrafie durch Tasten einer oder mehrerer hörbarer Modulationsfrequenzen oder durch Tasten der modulierten Aussendung (Kennzeichen 2);
- d) Fernsprechen (Kennzeichen 3);
- e) Bildfunk (Kennzeichen 4);
- f) Fernsehen (Kennzeichen 5);
- g) Gemischte Übertragungen (Kennzeichen 9).

Die zusätzlichen Merkmale sind:

- a) Zweiseitenband mit vollem Träger (ohne Kennzeichen);
- β) Einseitenband mit teilweise unterdrücktem Träger (Kennzeichen a);

- γ) zwei voneinander unabhängige Seitenbänder mit teilweise unterdrücktem Träger (Kennzeichen b);
- δ) andere Aussendungen mit teilweise unterdrücktem Träger (Kennzeichen c);
- ε) Impulse mit modulierter Amplitude (Kennzeichen d);
- η) Impulse mit modulierter Breite (Kennzeichen e);
- θ) Impulse mit modulierter Phase (oder Lage) (Kennzeichen f).

Bei den weiteren Untersuchungen über den Kanalabstand sind vor allem Messungen über die Leistung des erwünschten Zeichens und über die Leistung der Störung vorzunehmen.

Konkrete Angaben sind in der Empfehlung Nr. 43 nicht gemacht worden.

Empfehlung Nr. 44: Bandbreiten und Geräuschabstände in vollständigen Systemen

Es war noch nicht möglich, eine vollständige und genaue Antwort auf die Stockholmer Frage Nr. 3, die sich mit der Untersuchung der Gesamtbedingungen von Funkstellen und Antennenanlagen befaßt, zu geben. In einer Tabelle sind einige Beispiele von Werten angegeben, die für den Geräuschabstand gelten sollen, der von den einzelnen Diensten für die entsprechenden Typen gefordert wird.

Erforderliche Geräuschabstände

Art des Dienstes	Bandbreite des Empfängers auf d. Niederfrequenzseite	Niederfrequenzseitiger Geräuschabstand	Bandbreite des Empfängers auf der Hochfrequenzseite	Abstand der Spitzenleistung des Funksenders vom Wärmegeräuschen bei 6 kHz Bandbreite
	kHz	db	kHz	db
<i>A1 Telegrafie</i>				
24 Baud Handapparat	1,5	11	3	8
120 Baud Schreiber	0,6	10	0,6	0
50 Baud Drucker	0,25	16	0,25	2
<i>A 2 Telegrafie</i>				
24 Baud	1,5	11	3	11
<i>A 4 Bildtelegrafie</i>	3	35	6	41
Hellschreiber	1,5	10	3	13
<i>Telefonie</i>				
A 3 kommerzielle Zweiseitenbandübertragung	3	33	6	35*
A 3 Einseitenbandübertragung				
1 Kanal	3	33	3	26*
2 Kanäle	3	33	3	28*
3 Kanäle	3	33	3	29*
4 Kanäle	3	33	3	30*
Rundfunk	5	33	10	47

* Mit Geräuschbegrenzer.

Bei den zukünftigen Arbeiten über den geringsten Kanalabstand von Funkstellen, die in Nachbarkanälen arbeiten, sind zu berücksichtigenden:

1. der erforderliche Geräusch- und Störabstand;
2. die erforderliche Bandbreite für die geforderte Verständlichkeit;
3. der Oberwellengehalt und der Frequenzgang des Senders;
4. die auftretenden Schwankungen auf Grund der Absorption und der Fadings;
5. die erforderliche Bandbreite, die Flankensteilheit und der Frequenzgang des Empfängers;
6. die Auswirkung von Ungleichheiten der Empfangsfeldstärke der gewünschten und benachbarten Kanäle sowie die Auswirkung der Antennenrichtwirkung auf Sender und Empfänger.

Empfehlung Nr. 45: Vermeidung von Störungen, die von Schiffsradar auf andere an Bord befindliche Funkgeräte ausgeübt werden können

Unter Radar versteht man ein Funkortungssystem, bei dem Senden und Empfangen an dem gleichen Ort ausgeführt werden, und das das Reflektionsvermögen von Gegenständen benutzt, um deren Lage zu bestimmen. Bei einwandfrei entwickelten und konstruierten Radargeräten bestehen praktisch keine Störungen. Die Empfehlung verlangt von den einzelnen Verwaltungen, daß dafür gesorgt wird, daß die an Bord von Schiffen eingebauten Radargeräte gut funktionieren und sauber gebaut sind, damit beim drahtlosen Empfang an Bord von Schiffen keine Störungen auftreten. Ein wesentlicher Grund für das Auftreten einer Störung ist meist eine falsch durchgeführte Montage.

Empfehlung Nr. 46: Richtwirkung von Antennen auf große Entfernungen

Die Untersuchung der Richtwirkung von Antennen auf große Entfernungen ist hauptsächlich für entfernt liegende Funkstellen mit Frequenzen zwischen 3 und 30 MHz von Bedeutung. Auf Grund der Wellenausbreitung in der Ionosphäre kann es mitunter vorkommen, daß die theoretischen und die praktisch ermittelten Werte für die Richtcharakteristik, die bei Messungen über kurze Entfernungen erhalten wurden, wesentlich geändert werden. Es wird daher empfohlen, einen möglichst genauen Plan mit den Kennzeichen der Richtwirkung auszuarbeiten, damit man weiß, welche Eigenschaften die zu benutzenden Antennen haben werden. Es sollen systematische Messungen mit Frequenzen vorgenommen werden, die sich für Weitverkehrsverbindungen eignen. Richtantennen haben zwei Vorzüge; sie vergrößern die EMK des Nutzsignals am Empfängereingang und verringern dadurch die EMK der Störung. Nach der Funkvollzugsordnung ist der Richtfaktor einer Antenne in einer gegebenen Richtung das in Dezibel ausgedrückte Verhältnis aus dem Quadrat der in dieser Richtung hervorgerufenen Feldstärke und dem Mittelwert der Quadrate der in allen Richtungen des Raumes hervorgerufenen Feldstärken, wobei die Felder in genügend großer Entfernung gemessen werden. Der Gewinn einer Antenne in einer gegebenen Richtung ist das in Dezibel ausgedrückte Verhältnis zwischen dem Quadrat der Feldstärke, die von der betreffenden Antenne in dieser Richtung hervorgerufen wird, und dem Quadrat der Feldstärke, die von einer idealen, im freien Raum befindlichen Halbwellenantenne in ihrer

Mittelebene hervorgerufen wird, wobei das Feld in hinreichend großem Abstand von der Antenne zu messen ist. Es wird dabei vorausgesetzt, daß die zugeführten Leistungen für die wirkliche Antenne und für die ideale Halbwellenantenne gleich sind. Das Richtdiagramm einer Antenne ist die grafische Darstellung des Gewinnes dieser Antenne in den verschiedenen Richtungen des Raumes. Das Horizontal-Richtdiagramm einer Antenne ist die Darstellung des Gewinnes in den verschiedenen Richtungen in der horizontalen Ebene oder gegebenenfalls in den verschiedenen Richtungen einer gegen die Horizontale leicht geneigten Ebene. Für die Untersuchung der Richtwirkung von Antennen wird ein Verfahren vorgeschlagen, das auf der Polarisation der elektromotorischen Kräfte beruht, die durch das Feld einer gegebenen Übertragung am Eingang zweier Empfänger hervorgerufen werden, wobei die beiden Empfänger von zwei vollkommen gleichen Antennen versorgt werden. Das Verfahren, auf das im einzelnen hier nicht eingegangen werden kann (siehe Dokument Nr. 23 der VI. Vollversammlung des CCIR, Genf 1951) hat den Vorteil, daß nur Anordnungen verwendet werden, die normalerweise vorhanden sind, und daß nur zwei geeichte Potentiometer nötig sind. Die Erfahrung hat gezeigt, daß diese Eichung konstant bleibt und nicht vor jeder Messung wiederholt werden muß. Die beiden Potentiometer sind sehr einfach geeicht. Die beiden Empfänger werden von geeichten Sendern versorgt, von denen einer konstant, der andere frequenzveränderlich ist. Das Potentiometer von einem der Empfänger befindet sich in einer festgelegten Stellung, die auf Grund des Bezugspegels willkürlich gewählt werden kann, das andere Potentiometer wird geeicht, indem die Symmetrie der beiden Diversity-Empfänger ausgenutzt wird.

Die Empfehlungen 47 bis 50 betreffen den Rundfunk in den Tropen. Der Funkbetrieb in den Tropen nimmt eine Sonderstellung ein. Dies geht schon daraus hervor, daß der CCIR für die Untersuchung der in diesem Zusammenhang auftretenden Fragen eine eigene Studiengruppe (Nr. 12) eingerichtet hat.

In den Tropen sind die Pegel der atmosphärischen Störungen und die Geräuschkmöglichkeiten besonders groß, so daß sich die Verwendung von mittleren und langen Wellen weniger eignet. Für die Tropen hat man im Kurzwellenbereich folgende Frequenzbereiche vorgesehen:

2300...2498 kHz
3200...3400 kHz
4750...4995 kHz
5005...5060 kHz

Der Rundfunkdienst in den Tropen wird für geringe Entfernungen (Reichweiten von maximal 800 km) auf indirekter Welle durchgeführt, d. h. es wird nicht die Bodenwelle, sondern die Raumwelle benutzt. Der Winkel zwischen Raumwelle und Bodenwelle ist groß, so daß die tote Zone vernachlässigt werden kann.

Empfehlung Nr. 47: Leistungsbegrenzung zur Vermeidung von Störungen in den mit dem Rundfunk gemeinsam betriebenen Bändern

Die Spitzenleistung (Oberstrichleistung) eines Funksenders ist der Mittelwert der Leistung, die der Antenne während einer Hochfrequenzschwingung bei dem höchsten Wert der Modulationskurve zugeführt wird. In Fällen, in denen diese Definition nicht genügt,

um die wirklichen Eigenschaften der Sendart genau zu charakterisieren, wird der Begriff der mittleren Leistung eines Funksenders verwendet. Die mittlere Leistung ist der Mittelwert der Leistung, die der Antenne zugeführt wird, wobei über eine Zeit gemittelt wird, die gegenüber der der niedrigsten tatsächlich vorhandenen Modulationsfrequenz entsprechenden Schwingungsdauer genügend lang ist. Im allgemeinen wird eine Zeit von etwa $\frac{1}{10}$ s gewählt, während der die mittlere Leistung ihren Höchstwert erreicht.

Die Leistung der Sender soll so festgelegt werden, daß keine schädlichen Störungen zwischen dem Rundfunk in den Tropen und den übrigen Funkdiensten auftreten können. Nach Möglichkeit sind in den Tropen die Rundfunksender und die drahtlosen Telegrafieverbindungen, die gemeinsame Bänder benutzen, zu verschiedenen Zeiten zu betreiben. Die Leistung der Rundfunksender, die auf gemeinsam betriebenen Bändern in den tropischen Zonen arbeiten, soll für den nichtmodulierten Träger bis 5060 kHz für Tagessendungen maximal 10 kW, für Nachtsendungen maximal 5 kW betragen. Die maximale Leistung von drahtlosen Telegrafiestationen kann an Hand des zulässigen Abstandes der Aufstellungsorte bestimmt werden. Bei der Festlegung dieses Abstandes soll ein Schutzverhältnis benutzt werden, das sich aus der Empfehlung Nr. 50 ergibt. In bestimmten Fällen, wenn nicht gerade Rundfunk und andere Dienste gleichzeitig betrieben werden, hat man den drahtlosen Telegrafiestationen keine Leistungsbeschränkungen auferlegt. Die Begrenzung der Leistung für feststehende Telefoniestationen, die mit gemeinsam betriebenen Bändern arbeiten, soll ähnlich der Begrenzung für drahtlose Telegrafiestationen durchgeführt werden, wenn diese Stationen unter gleichen Bedingungen arbeiten.

Empfehlung Nr. 48: Frequenzbeschränkung zur Vermeidung von Störungen in den mit dem Rundfunk gemeinsam betriebenen Bändern

Eine starke hörbare Störung ist unabhängig von der Frequenzlage, die von anderen Diensten zwischen zwei nebeneinanderliegenden Rundfunkträgern in gemeinsam betriebenen Bändern benutzt wird. Für das Feldstärkeverhältnis des gewünschten zum unerwünschten Zeichen ist ein kleinster Wert zugelassen, der in erster Linie von dem Frequenzabstand zwischen den Trägerfrequenzen abhängt. Daher ist bei allen Stationen möglichst auf gute Frequenzkonstanz zu achten, denn Sender mit schlechter Frequenzkonstanz verursachen erhebliche Störungen beim Rundfunk in den Tropen, wenn gleiche Frequenzbänder benutzt werden. Da bewegliche Stationen eine geringere Frequenzkonstanz haben und da ihr Aufstellungsort sich dauernd ändert, verursachen sie eher Störungen als feste Stationen, besonders bei Telefonesendungen, wenn sie mit dem Rundfunk gemeinsame Bänder benutzen. Auf Grund der herausgegebenen Empfehlung brauchen sich die Funkdienste, die Frequenzbänder mit dem Rundfunk in den Tropen gemeinsam verwenden, nicht auf Frequenzen in der Mitte zwischen zwei benachbarten Trägern zu beschränken.

Die Verwendung von Frequenzen in der Mitte zwischen zwei benachbarten Trägern hätte für die Rundfunkträger den Vorteil, daß weniger strenge Toleranzen gefordert würden, um einen einwandfreien Betrieb sicherzustellen.

Die Frequenztoleranz ist die in Prozenten oder in Hertz ausgedrückte höchstzulässige Abweichung von der Sollfrequenz.

**Zusammenstellung der Frequenztoleranzen (in %) nach Atlantic City 1947,
gültig ab 1. 1. 1953**

A. Frequenzbereich 10 bis 535 kHz

1. Feste Funkstellen

- | | |
|----------------------|--------|
| a) bis 50 kHz | 0,1 % |
| b) über 50 kHz | 0,02 % |

2. Landfunkstellen

a) Küstenfunkstellen

- | | |
|--|--------|
| α) mit einer Leistung über 200 Watt | 0,02 % |
| β) mit einer Leistung unter 200 Watt | 0,05 % |

- | | |
|---------------------------|--------|
| b) Bodenfunkstellen | 0,02 % |
|---------------------------|--------|

3. Bewegliche Funkstellen

- | | |
|--------------------------------------|--------|
| a) Seefunkstellen | 0,1 % |
| b) Luftfunkstellen | 0,05 % |
| c) Sender des Rettungsdienstes | 0,5 % |

- | | |
|---------------------------------|--------|
| 4. Navigationsfunkstellen | 0,02 % |
|---------------------------------|--------|

- | | |
|-------------------------------|-------|
| 5. Rundfunksendestellen | 20 Hz |
|-------------------------------|-------|

B. Frequenzbereich 535 bis 1605 kHz

- | | |
|----------------------------|-------|
| Rundfunksendestellen | 20 Hz |
|----------------------------|-------|

C. Frequenzbereich 1605 bis 4000 kHz

1. Feste Funkstellen

- | | |
|---|--------|
| a) mit einer Leistung ≥ 200 Watt | 0,005% |
| β) mit einer Leistung < 200 Watt | 0,01 % |

2. Landfunkstellen

a) Küstenfunkstellen

- | | |
|---|--------|
| α) mit einer Leistung ≥ 200 Watt | 0,005% |
| β) mit einer Leistung < 200 Watt | 0,01 % |

b) Bodenfunkstellen

- | | |
|---|--------|
| α) mit einer Leistung ≥ 200 Watt | 0,005% |
| β) mit einer Leistung < 200 Watt | 0,01 % |

c) Feste Landfunkstellen

- | | |
|---|--------|
| α) mit einer Leistung ≥ 200 Watt | 0,005% |
| β) mit einer Leistung < 200 Watt | 0,01 % |

3. Bewegliche Funkstellen

- | | |
|-------------------------------------|--------|
| a) Seefunkstellen | 0,02 % |
| b) Luftfunkstellen | 0,02 % |
| c) Bewegliche Landfunkstellen | 0,02 % |

4. Navigationsfunkstellen

- | | |
|---|--------|
| α) mit einer Leistung ≥ 200 Watt | 0,005% |
| β) mit einer Leistung < 200 Watt | 0,01 % |

- | | |
|-------------------------------|--------|
| 5. Rundfunksendestellen | 0,005% |
|-------------------------------|--------|

D. Frequenzbereich 4 bis 30 MHz

1. Feste Funkstellen

- a) mit einer Leistung ≥ 500 Watt 0,003%
 β) mit einer Leistung < 500 Watt 0,01 %

2. Landfunkstellen

- a) Küstenfunkstellen 0,005%
 b) Bodenfunkstellen
 a) mit einer Leistung ≥ 500 Watt 0,005%
 β) mit einer Leistung < 500 Watt 0,01 %
 c) Feste Landfunkstellen
 a) mit einer Leistung ≥ 500 Watt 0,005%
 β) mit einer Leistung < 500 Watt 0,01 %

3. Bewegliche Funkstellen

- Seefunkstellen 0,02 %
 Luftfunkstellen 0,02 %
 Bewegliche Landfunkstellen 0,02 %
 Sender des Rettungsdienstes 0,02 %

4. Rundfunksendestellen 0,003%

E. Frequenzbereich 30 bis 100 MHz

1. Feste Funkstellen 0,02 %
 2. Landfunkstellen 0,02 %
 3. Bewegliche Funkstellen 0,02 %
 4. Navigationsfunkstellen 0,02 %
 5. Rundfunksendestellen 0,003%

F. Frequenzbereich 100 bis 500 MHz

1. Feste Funkstellen 0,01 %
 2. Landfunkstellen 0,01 %
 3. Bewegliche Funkstellen 0,01 %
 4. Navigationsfunkstellen 0,02 %

G. Frequenzbereich 500 bis 10500 MHz 0,75 %

(vorläufig)

Empfehlung Nr.49: Störungen in den mit dem Rundfunk gemeinsam betriebenen Bändern

Um Störungen zu vermeiden, ist allen Funkstellen die Übermittlung überflüssiger Zeichen oder Mitteilungen untersagt. Alle Funkstellen sind verpflichtet, ihre ausgestrahlte Leistung auf das unbedingt erforderliche Mindestmaß zu beschränken, das einen zufriedenstellenden Funkdienst gewährleistet. Um Störungen zu vermeiden, muß der Standort der Sendefunkstellen mit besonderer Sorgfalt ausgewählt werden; außerdem muß die Ausstrahlung in unnötige Richtungen unter bester Ausnutzung der Eigenschaften der Richtantennen auf das geringste Maß beschränkt werden. Es ist die Sendart zu verwenden, die das schmalste Frequenzband beansprucht. Wenn ein Sender infolge seines Oberwellengehaltes oder anderer unerwünschter Aussendungen schädliche Störungen verursacht, sind besondere Maßnahmen zu treffen, um diese schädlichen Störungen zu beseitigen. Es sollen Schritte unternommen werden, um sicherzustellen, daß alle Störungen auf den Rundfunk und andere Funkdienste in den tropischen Zonen,

die durch Strahlung hervorgerufen werden, wie z. B. Tastgeräusche, Seitenbandstreuung usw., möglichst klein bleiben.

Empfehlung Nr. 50: Geringstes zulässiges Schutzverhältnis für die mit dem Rundfunk gemeinsam betriebenen Bänder

Es ist unbedingt erforderlich, daß möglichst bald ein Wert für das kleinste zulässige Schutzverhältnis für die mit dem Rundfunk in den Tropen gemeinsam betriebenen Bänder vorgeschrieben wird. Bei Rundfunksendern mit 10 kHz Abstand ist es schwierig, das Schutzverhältnis mit einem Empfänger zu messen, der einen Niederfrequenzbereich von nur 5 kHz hat. Bei mangelhaften Unterlagen über die Rauschwerte in den verschiedenen tropischen Zonen ist es schwierig, einen Wert für die kleinste Feldstärke festzusetzen, mit dem das kleinste zulässige Schutzverhältnis betrieben werden kann. Diese kleinste Feldstärke muß jedoch einen ausreichenden Empfang am Rande des Ausbreitungsfeldes der Rundfunkstation sicherstellen. Im Augenblick wird für die praktisch vorkommenden Fälle empfohlen, daß das Feldstärkeverhältnis des mittleren gewünschten Rundfunkträgers zu dem mittleren unerwünschten Träger in den tropischen Zonen 40 db betragen soll, um einen Geräuschabstand von mindestens 23 db für 90% der Zeit zu haben. Das so definierte Schutzverhältnis soll am Ausgang eines Empfängers gemessen werden, der einen Niederfrequenzbereich von 5 kHz hat. Das oben angegebene Schutzverhältnis soll jetzt benutzt werden, falls der Rundfunkdienst in den Tropen bei einer Mindestfeldstärke von $200 \mu\text{V/m}$ einen zufriedenstellenden Empfang ergibt. Es sollen weiterhin Untersuchungen angestellt werden, um einen endgültigen Wert für das kleinste zulässige Schutzverhältnis für Rundfunkdienste zu erhalten, die in den tropischen Zonen mit gemeinsam betriebenen Bändern arbeiten, wobei auf folgende Faktoren Rücksicht genommen werden soll:

1. Mögliche Verbesserungen im Frequenzgang der Sender;
2. Niederfrequenzbereich des Empfängers, mit dem das Schutzverhältnis gemessen werden soll;
3. geringste Feldstärke, mit der das Schutzverhältnis am Rande des Ausbreitungsgebietes des Rundfunksenders betrieben werden soll;
4. Eigenschaften, Größe und Aufteilung der vorhandenen Rauschpegel in den verschiedenen tropischen Zonen;
5. praktische Auswirkung des vorgeschlagenen Wertes von 40 db für das geringste zulässige Schutzverhältnis.

Abgesehen von diesen Empfehlungen beschäftigte sich die III. Studiengruppe mit den Fragen 43 und 44.

Die VI. Vollversammlung des CCIT (Brüssel 1948) hatte dem CCIR folgende Frage gestellt (Frage 43 des CCIR):

Welche Bedingungen soll man im Rahmen der Doppelstromsysteme für die Wechselstromtelegrafie-Einrichtungen auf modulierten Funkübertragungskanälen fordern?

Verschiedene Verfahren zur Benutzung der Wechselstromtelegrafie (WT) auf Funkverbindungen sind bereits versucht worden. Die Untersuchung der gestellten Frage soll zusammen mit dem CCIT durchgeführt werden, damit eine Norm der WT-Geräte für Drahtverbindungen und für Funkverbindungen möglich wird. Es wurde folgendes Studienprogramm (Nr. 9) aufgestellt:

1. Die Systeme, bei denen die Zeichen „Zeichenstrom“ und „Trennstrom“ aus zwei verschiedenen Stromerzeugern stammen und die Systeme, bei denen diese Zeichen durch Frequenzverlagerung eines einzigen Generators erhalten werden, sind miteinander zu vergleichen.
2. Die Ergebnisse, die man beim Empfang mit einer einzigen Antenne bei räumlichem Mehrfachempfang und bei frequenzmäßigem Mehrfachempfang erhält, sind zu vergleichen.

Bei diesen Untersuchungen ist der Schwund zu berücksichtigen, der auf den Funkwegen auftritt und den Aufbau der Elementarzeichen in den Empfangsfiltern beeinträchtigt, wodurch die Bandbreite bestimmt wird.

Auf seiner V. Tagung (Genf, September 1950) hat der Verwaltungsrat des Internationalen Fernmeldevereins (Union Internationale des Télécommunications) dem CCIR folgende Frage (Frage 44 des CCIR) vorgelegt:

Welche technischen Verfahren kann man anwenden, um auf einem gegebenen Nachrichtenkanal die Übertragung einer gegebenen Nachrichtenmenge durchzuführen

- a) in einer bestimmten Zeit bei kleinster Bandbreite,
- b) bei einer gegebenen Bandbreite in möglichst kurzer Zeit?

Diese Frage ist offenbar von praktischem Interesse. Bei der zunehmenden Frequenz-

Gebräuchliche Begriffe	Terminologie der Nachrichtenübertragungstheorie
<i>Senden und Empfangen</i>	<i>Messung der Nachrichtenmenge</i>
a) Leistung und Bandbreite beim Senden	a) ausgesandte Nachricht
b) Leistung und Bandbreite beim Empfangen	b) empfangene Nachricht
c) Schwund und Verzerrung bei einem Kanal	c) Übertragung der Nachricht
<i>Modulation</i>	<i>Änderung der Nachrichtenform</i>
a) Modulation, Kompression, Filterung	a) Verschlüsselung (Kodierung)
b) Demodulation, Dehnung, Entzerrung	b) Entschlüsselung (Dekodierung)
<i>In der Praxis verwendete Nachrichtenelemente</i>	<i>Nachrichtenelemente</i>
a) Impulse	a) zeitlich begrenzte Nachrichten
b) reine Frequenzen	b) frequenzmäßig begrenzte Nachrichten
c) verschiedene Modulationsarten	c) in der Frequenz und der Zeit nicht begrenzte Nachrichten
<i>Untersuchungen über die Struktur der Nachrichten</i>	<i>Statistische Beschreibung der gebräuchlichen Nachrichten</i>
a) telegrafische Nachrichten	a) Nachrichten von gleichförmiger (stationärer) Beschaffenheit
b) ungleichmäßige Nachrichten	b) Nachrichten von ungleichförmiger (nicht stationärer) Beschaffenheit
zeitweilig auftretende Geräusche	

knappheit im Funkspektrum und der Überlastung der Verbindungswege wäre eine Antwort auf diese Frage sehr dringend. In der vorstehenden Tabelle ist eine Klassifizierung der gebräuchlichen Begriffe sowie eine Terminologie der Nachrichtenübertragungstheorie enthalten.

Zur weiteren Untersuchung dieser Frage wurde folgendes Studienprogramm (Nr. 10) aufgestellt:

1. Aufstellung einer genauen Liste über die Veröffentlichungen, die sich auf die Nachrichtentheorie und deren praktische Anwendung gründen; ferner sind die Eigenschaften der verschiedenen Modulations- und Übertragungssysteme, die in der Praxis verwendet werden, zu untersuchen;
2. Definition einer für alle Übertragungssysteme zu benutzenden praktischen Einheit der Nachrichtenmenge und Untersuchung der Verfahren zur Messung dieser Menge;
3. Untersuchung der verschiedenen üblichen Schlüssel (Codes) und Aufstellung neuer Codes, die für eine gegebene Nachrichtenmenge eine Ersparnis an Bandbreite oder Übertragungszeit ermöglichen.

(Wird fortgesetzt)

*

*

*

PATENT-ANMELDUNGEN und -ERTEILUNGEN

Die Zahlen und Buchstaben bedeuten in der

ersten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): *Klasse, Unterklasse, Gruppe, Untergruppe, Aktenzeichen*;
(bei Patent-Erteilungen): *Klasse, Unterklasse, Gruppe, Untergruppe, Patentrollennummer, Aktenzeichen*

zweiten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): links — *Anmeldetag*, rechts — *Bekanntmachungstag*;
(bei Patent-Erteilungen): *Beginn der Dauer des Patents*

dritten Zeile (bei Patent-Anmeldungen und -Erteilungen mit ausländischer Priorität): *Tag der Voranmeldung*

letzten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Zahl in () = *Anzahl der Text- und Zeichnungsseiten*.

Die bei den Patent-Anmeldungen angeführten Namen sind die der Anmelder, nicht die der Erfinder, sofern nicht beide identisch sind; bei Patent-Erteilungen sind die Patentinhaber genannt.

1. Patent-Anmeldungen

- 21a¹, 9/02. S 11 881
9. 11. 43 30. 10. 52
Siemens & Halske AG; „Anordng. z. Erzeugg. v. Tonfrequenzen unt. Verwendg. eines Biegungsschwingg. ausführend. piezoelekt. Kristalls“ (7)
- 21a², 34/03. S 6778
11. 4. 38 30. 10. 52
Siemens & Halske AG; „Schaltungsanordng. f. Rückkopplungssperren in Lautsprechernanlagen“ (9)
- 21a⁴, 9/01. L 5093
22. 7. 44 30. 10. 52
C. Lorenz AG; „Anordng. z. Erzeugg. v. Zentimeterwellen“ (4)
- 21a⁴, 9/01. S 11 898
6. 3. 45 30. 10. 52
Siemens & Halske AG; „Laufzeitröhrenanordng. z. Erzeugg. od. Verstärkg. kürzest. elektr. Wellen“ (10)
- 21a⁴, 9/02. P 1333
5. 9. 42 30. 10. 52
„Patelhold“ Patentverwertungs- & Elektro-Holding AG; „Generator z. Erzeugg. v. Mikrowellen m. Hilfe mindest. eines Hohlraumresonators“ (8)
- 21e, 36/01. S 12 282
29. 8. 44 30. 10. 52
Siemens & Halske AG; „Einrichtg. z. Messg. v. tonfrequent. od. hochfrequent. Spannng.“ (4)
- 21e, 36/03. S 12 300
30. 10. 44 30. 10. 52
Siemens & Halske AG; „Schaltungsanordng. z. Messg. d. Phasenlage zweier Schwingg. gleicher Frequenz“ (4)
- 21g, 5. S 7916
20. 2. 41 30. 10. 52
Siemens - Schuckertwerke AG; „Verf. z. Erzielg. einer höheren bzw. dauerhaft. Magnetisierung v. Dauermagnetkörpern“ (3)
- 42k, 46/06. A 8221
29. 6. 44 30. 10. 52
AEG; „Einrichtg. z. zerstörungsfreien Werkstoffprüfg. mittels Ultraschalls“ (5)
- 42k, 46/06. A 11 497
29. 9. 44 30. 10. 52
AEG; „Einrichtg. z. Werkstoffprüfg. mittels Ultraschalls, vorzugsweise f. d. Prüfg. v. Punktschweißstellen“ (4)
- 42k, 46/06. S 11 848
2. 2. 45 30. 10. 52
Siemens-Reiniger-Werke AG; „Verf. z. Untersuchg. v. Werkstücken belieb. Oberflächenform mittels Ultraschall“ (2)
- 42s, —. A 3044
19. 7. 43 30. 10. 52
Atlas-Werke AG; „Magnetostriktionsschwinger“ (3)
- 42s, —. A 2867
1. 12. 41 30. 10. 52
Atlas-Werke AG; „Vorrichtg. z. Erzeugg. v. Druckwellen, insb.
- Ultraschallwellen z. Behandlg. v. Flüssigkeiten od. gasförm. Stoffen“ (6)
- 51f, 1/01. S 22 159
3. 3. 51 30. 10. 52
Siemens - Schuckertwerke AG; „Einrichtg. z. Verbesserg. d. Klangeigenschaft. v. elektr. Musikinstrumenten“ (7)
- 51f, 1/01. S 22 315
13. 3. 51 30. 10. 52
Siemens-Schuckertwerke AG; „Elektr. Musikinstrument u. Verf. z. Tonerzeugg. in elektr. Musikinstrumenten“ (5)
- 51f, 1/01. S 23 141
15. 5. 51 30. 10. 52
Siemens - Schuckertwerke AG; „Einrichtg. z. Konstanthaltg. d. Antriebsdrehzahl b. elektr. Musikinstrumenten“ (5)
- 21a⁴, 8/02. L 4641
3. 10. 41 6. 11. 52
C. Lorenz AG; „Frequenzstabiler Röhrengenerator“ (8)
- 21a⁴, 9/01. P 4077
23. 1. 35 6. 11. 52
J. Pintsch KG; „Einrichten z. Anfachen (Erzeug., Verstärk., Empfang.) v. ultrahochfrequenten elektr. Schwingg.“ (25)
- 21a⁴, 9/02. P 4023
13. 3. 36 6. 11. 52
J. Pintsch KG; „Anordng. f. frequenzbestimmend. $\lambda/2$ äquiva-

- lente Hohlraumresonatoren f. Ultrakurzwellenröhren“ (13)
- 21a⁴, 15. S 11 781
7. 10. 43 6. 11. 52
Siemens & Halske AG; „Verf. z. Modulat. d. v. einer Ultrakurzwellenröhre erzeugt. Schwingungen“ (5)
- 21a⁴, 24/01. S 24 904
24. 9. 51 6. 11. 52
Siemens & Halske AG; „Schaltungsanordng. m. einer Elektronenröhre z. Verstärkg. v. HF-Schwingg. unt. Aussiebg. eines Frequenzbandes, insb. f. Ultrakurzwellen-Überlagerungsempfäng.“ (5)
- 21a⁴, 24/01. S 24 907
24. 9. 51 6. 11. 52
Siemens & Halske AG; „Schaltg. z. additiven Mischg. v. HF-Schwingg.“ (5)
- 21e, 28/02. S 16 112
4. 9. 41 6. 11. 52
Siemens & Halske AG; „Anordng. z. Untersuchg. wählb. Teilausschnitte aus elektr. Vorgäng. mittels eines Elektronenstrahl-Oszillographen“ (7)
- 21e, 28/02. S 16 191
15. 3. 43 6. 11. 52
Siemens & Halske AG; „Elektronenstrahloszillograph z. Darstellg. d. Meßvorganges in mehreren Zeilen“ (7)
- 42s, —. H 9176
20. 7. 51 6. 11. 52
H. Hintz, Wentorf ü. Reinbek (Bez. Hbg.); „Ultraschall-Quarزشwing.“ (2)
- 51f, 2/01. C 812
14. 4. 50 6. 11. 52
(USA: 22. 4. 49)
Central Commercial Comp.; „Zusatzgerät f. tastengesteuerte Musikinstrumente“ (14)
- 74d, 6/14. F 1880
17. 11. 43 6. 11. 52
Dr.-Ing. F. Früngel, Hamburg-Rissen; „Verf. z. Erzeugg. v. Ultraschallstößen höchster Leistung“ (3)
- 74d, 6/15. A 4532
8. 12. 44 6. 11. 52
Atlas-Werke AG; „Verf. u. Vorrichtg. z. Empfang u. z. Richtungsbestimmg. v. Schallwellen auf Schiffen“ (17)
- 21a³, 16/03. B 8669
3. 2. 39 13. 11. 52
Blaupunkt-Werke GmbH; „Verf. z. plast.-akust. Fernübertragung“ (8)
- 21a³, 16/03. N 2231
17. 3. 44 13. 11. 52
(Niederl.: 19. 3. 43)
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Empfäng. f. stereophon. aufgenommene u. gesondert übertragene Schallbilder“ (8)
- 21a³, 16/03. N 2361
15. 3. 43 13. 11. 52
(Niederl.: 18. 3. 42)
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Gerät f. stereophon. Schallwiedergabe“ (7)
- 21a³, 16/03. N 2498
19. 8. 41 13. 11. 52
(Niederl.: 22. 8. 40)
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Vorrichtg. z. stereophon. Schallübertrag.“ (8)
- 21e, 28/02. N 2480
22. 4. 44 13. 11. 52
(Niederl.: 27. 4. 43)
NV Philips' Gloeilampenfabrieken; „Kathodenstrahloszillograph z. Wiedergabe einer Meßspanng. in Polarkoordinaten“ (5)
- 21g, 13/23. F 4452
19. 10. 34 13. 11. 52
Fernseh GmbH; „Anordng. z. Beeinflussg. v. Elektronen-
- strahlen in Kathodenstrahlröhren m. einer Strahlbegrenzungsblende“ (5)
- 21g, 13/27. S 25 950
19. 11. 51 13. 11. 52
Siemens & Halske AG; „Elektronenröhrenanordng. z. Schall-u. Steuerzwecken“ (11)
- 42g, 5/02. T 2871
5. 4. 41 13. 11. 52
Deutsche Grammophon GmbH; „Schallplattentonabnehmer m. auf Torsion beanspruchte. Kristall“ (8)
- 42g, 8/05. R 4483
29. 9. 38 13. 11. 52
(USA: 30. 9. 37)
Radio Corp. of America; „Einrichtg. z. Herstellg. einer Reintonaufzeichng. b. einer Gegentakt-A-Zackenschrift“ (5)
- 42g, 8/05. R 4604
22. 11. 41 13. 11. 52
Radio Corp. of America; „Vorrichtg. z. Veränderg. d. Dynamik v. Tonfilmaufzeichng.“ (5)
- 42g, 8/07. K 4986
11. 9. 41 13. 11. 52
Klangfilm GmbH; „Meßeinrichtg. z. Überwachg. v. Tonübertragungsanlg., insbes. f. Tonfilmzwecke“ (4)
- 42g, 9/02. B 7695
9. 10. 43 13. 11. 52
Dr. R. Bierl, Trossingen; „Verf. u. Anordng. z. Aufzeichng. v. Tönen“ (9)
- 42g, 9/04. M 7794
1. 12. 43 13. 11. 52
A. Morgan, London; „Vorrichtg. z. Tonwiedergabe mittels Lichtabtastg.“ (9)
- 42g, 10/02. O 453
25. 4. 50 13. 11. 52
Loewe Opta AG; „Drucksubstanz m. magnetisierb. Partikeln z. Herstellen magnet. Tonaufzeichng.“ (3)

42g, 16/03. Sch 2145

25. 9. 41 13. 11. 52

Schallband-Syndikat AG; „Flachbett-
presse z. Herstellen v.
Schallbändern m. mechan. ab-
tastb. Schallschrift“ (6)

21a², 36/11. I 3240

24. 9. 37 20. 11. 52

(Großbrit.: 9. 10. 36)

International Standard Electric
Corp.; „Einrichtg. z. Messen d.
d. Unsymmetrien v. Schein-
leitwerken“ (12)

21a⁴, 14/01. S 11 988

13. 8. 43 20. 11. 52

Siemens & Halske AG; „Ein-
richtg. z. Frequenzmodulat. v.
UKW-Generatoren“ (4)

21a⁴, 22/05. A 2557

28. 4. 44 20. 11. 52

(Schweiz: 30. 4. 43)

Albiswerk Zürich AG; „Material
anisotroper Eigenschaften z.
magnet. Abschirmzwecken“
(13)

21a⁴, 24/01. H 11 038

8. 1. 52 20. 11. 52

Heliowatt Werke Elektrizitäts-
AG; „Anordng. z. Sperren d.
ZF-Teiles v. Überlagerungs-
empfang., insbes. Fernsehemp-
fang., geg. unerwünschte Stör-
frequenzen“ (6)

21a⁴, 48/63. L 4960

14. 11. 41 20. 11. 52

C. Lorenz AG; „Anordng. z. Schutz
d. Empfang. v. d. Sendeenergie
b. Rückstrahlortg. mittels ultra-
hochfrequent. Impulse“ (5)

42c, 42. S 7375

3. 7. 42 20. 11. 52

Siemens - Reiniger - Werke AG;
„Verf. z. Vermeidg. d. Anhaf-
tens v. in Flüssigkeit suspen-
diert. flachen Flittern an d.
Wandg. einer Bildwandlerzelle
z. Sichtbarmachg. v. Ultra-
schall-, therm. u. elektr. Ener-
gieverteilg.“ (4)

2. Patent-Erteilungen

21a², 18/04. 860 225. N 4139

8. 7. 51

(Niederl.: 12. 7. 50)

NV Philips' Gloeilampenfabrie-
ken; „Breitbandverstärker“

21a², 18/04. 860 500. T 2313

27. 1. 40

Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
graphie mbH; „Empfäng. m.
selbsttät. niederfrequent. Band-
breiteregul.“

21a⁴, 9/01. 860 502. L 5333

8. 11. 44

C. Lorenz AG; „Mit Röhren-
oszillator aufgebaute Anordng.
z. Erzeugg. ultrakurzwel.
Schwingg.“

21a⁴, 29/01. 860 369. S 21374

24. 12. 50

Siemens & Halske AG; „Schaltg.
z. Demodulat. frequenzmodul.
HF-Schwingg.“

21a⁴, 29/01. 860 505. L 1441

19. 3. 50

C. Lorenz AG; „Schaltungs-
anordng. z. Demodulat. fre-
quenzmodul. Schwingg.“

21a⁴, 55. 860 082. N 3987

5. 6. 51

NWDR; „Verf. z. Messg. kleiner
Frequenzdifferenzen od. Wellen-
längenunterschiede“

42g, 1/01. 860 112. S 22 665

11. 4. 51

Siemens & Halske AG; „An-
ordng. z. objekt. Messg. v.
Lautstärken“

21a², 1/02. 860 814. S 10 455

10. 5. 42

Siemens & Halske AG; „Sym-
metr. Magnetsystem f. elektro-
akust. Apparate“

21a², 5/01. 861 106. S 10 687

22. 8. 42

Siemens & Halske AG; „Vom
Druck d. umgebend. Atmo-
sphäre weitgehend unabhäng.
Mikrofon“

21a², 14/02. 860 815. M 8307

24. 1. 51

(Frankr.: 31. 1. 50)

Multimoteur SA; „Schallübertra-
gungsvorrichtg.“

21a², 14/05. 860 816. K 5057

16. 10. 40

Klangfilm GmbH; „Einrichtg. an
Mikrofonen z. Erhöhg. d. Richt-
wirkg.“

21a², 16/03. 860 959. K 5058

15. 10. 40

Klangfilm GmbH; „Mikrofon-
anordng. f. Stereo-Aufnahmen
m. zweigetreunt. Übertragungs-
kanälen“

21a², 16/03. 861 107. K 5033

27. 2. 41

Klangfilm GmbH; „Einrichtg. z.
Kontrolle d. Lage d. Schall-
quelle b. stereoakust. Über-
tragg.“

21a², 17/03. 860 960. p 10515 D

2. 10. 48

Atlas-Werke AG; „Mikrofon m.
veränderl. Widerstand, insb. f.
Schwerhörigengeräte“

21a², 18/01. 860 961. S 16 207

27. 9. 41

Siemens & Halske AG; „Ver-
stärk., vorzugsw. z. Oszillo-
graph. sehr hochfrequent. u.
kurzzeit., insb. einmal. Vor-
gänge“

21a², 18/01. 860 963. T 936

10. 2. 43

Telefunken Ges. f. drahtl. Tele-
graphie mbH; „Gegentaktver-
stärk. f. Sprache- u. Musik-
wiedergabe“

21a⁴, 49. 860 968. Sch 6383

19. 4. 51

(Spanien: 25. 1. 51)

Dr. F. Schröter, Madrid; „Impuls-
Übertragungsverf. u. -einrichtg.
f. Signale üb. Breitbandkanäle“

Gründung der Fernsehtechnischen Gesellschaft (FTG)

Anfang Dezember wurde in Darmstadt von einer Reihe namhafter Fernsehtechniker Deutschlands die Fernsehtechnische Gesellschaft (FTG) gegründet, die es sich zur Aufgabe macht, wie es in § 2, „Zweck und Aufgaben“, heißt, alle am Fernsehen interessierten Ingenieure und Wissenschaftler zu vereinigen. Das Fernsehen, das ja nicht nur aus einem Teilgebiet der HF-Technik besteht, sondern sich praktisch aus einer Anzahl von Teilgebieten und darüber hinaus noch aus der Optik, der Fotografie usw. zusammensetzt, ist ein Wissensgebiet, bei dem es sehr darauf ankommt, daß ein reger persönlicher Gedankenaustausch besteht. Diese Forderung, den technisch-wissenschaftlichen Gedankenaustausch durch Veröffentlichungen und Tagungen zu pflegen, ist mit ein Hauptzweck der FTG. Die an sich zwar nicht mehr junge, aber durch die Unterbrechung von 1939 bis praktisch 1948 etwas „zurückgebliebene“ deutsche Fernseh-technik muß sich noch Begriffsbestimmungen und deren Definitionen schaffen.

Die FTG ist ähnlich wie amerikanische bzw. englische wissenschaftliche Vereinigungen aufgebaut. Dies geht aus § 3 der auf der Gründungsversammlung beschlossenen Satzungen eindeutig hervor. Die FTG besteht aus ordentlichen und außerordentlichen Mitgliedern sowie aus Förderern. Ordentliche Mitglieder sind Junioren, Mitglieder, Senioren und Ehrensenioren. Die einzelnen Bezeichnungen werden näher durch die Punkte des § 3 umrissen. So sind Junioren Techniker, die sich in der Berufsausbildung befinden. Mitglieder haben eine abgeschlossene höhere Berufsausbildung, wie Ingenieur-Schulen, Technische Hochschulen, Universitäten oder längere erfolgreiche einschlägige Berufstätigkeit. Senioren sind Techniker mit längerer technisch-wissenschaftlicher Berufspraxis und leitenden Entwicklungs-, Lehr- oder Betriebsfunktionen. Ehrensenior ist ein Grad der Mitgliedschaft, der von der FTG an Berufskollegen verliehen wird und eine Ehrung für wesentliche Förderung der Fernsehtechnik darstellt. Neben den eigentlichen Mitgliedern gibt es außerordentliche Mitglieder, die auf dem Gebiet des Fernsehens in leitender Funktion, jedoch nicht eigentlich technisch-wissenschaftlich tätig sind. Zu Ehrenmitgliedern können Personen ernannt werden, die, ohne selbst der Fernsehtechnik anzugehören, sich wesentliche Verdienste um die Förderung des Fernsehens oder der FTG erworben haben. Juristische Personen gehören der FTG als Förderer an. Über die Aufnahme eines Mitgliedes und den Grad der Mitgliedschaft entscheidet ein Aufnahmeausschuß. Die vielleicht etwas um-

ständig erscheinende Form der Mitgliedschaft hat seine guten und berechtigten Gründe.

Die FTG hat u. a. die Aufgabe, den deutschen Anteil an der Fernsehentwicklung wieder zur Geltung zu bringen. Gezwungen durch das lange Schweigen ist mancherorts der Eindruck entstanden, daß das Fernsehen ausschließlich eine Angelegenheit der amerikanischen und englischen Fernsehtechniker sei. Die deutschen Fernsehtechniker hatten bisher keine repräsentative Vertretung. Die FTG wird dies vor allem auf internationalen Kongressen, Fernsehveranstaltungen usw. in Zukunft sein. Die Männer, die von der Gründungsversammlung als vorläufiger Vorstand berufen wurden, sind langjährige Repräsentanten der deutschen Fernseh-technik. Sie geben die Gewähr, daß die Fernseh-technische Gesellschaft in Kürze ihre gesteckten Ziele erreichen wird. 1. Vorsitzender wurde Herr Dr. Möller, Fernseh GmbH., Darmstadt; sein Stellvertreter ist Herr H. J. Hessling, NWDR, Hamburg; zum 1. Beisitzer wurde Herr Dr.-Ing. Herz, FTZ, Darmstadt, zum Schriftführer Herr Prof. Dr. F. Kirschstein, FTZ, Darmstadt, und zum Kassenwart Herr Dr. R. Urtel, Lorenz-Radio, Pforzheim, gewählt.

Fernsehtechniker, die sich z. Z. in den verschiedenen Konstruktionsbüros mit dem Fernsehen beschäftigen, oder Fernsehtechniker, die sich vor 1939 bereits auf dem Fernsehgebiet betätigten, sowie alle Fernsehtechniker der Rundfunkanstalten, die sich für die Aufnahme in die FTG interessieren, erfahren Näheres bei dem Schriftführer, Herrn Prof. Dr. F. Kirschstein.

Wir sind überzeugt, daß die Fernsehtechnische Gesellschaft in kurzer Zeit ihr Ziel, die deutschen Fernsehtechniker zu vereinigen, erreichen wird, und daß sie sehr bald die repräsentative Vertretung der deutschen Fernsehtechnik ist.

REFERATE

Die Technik der zirkularen Polarisation

Man kann zwei Sendungen gleicher Wellenlänge auf Grund ihrer verschiedenen Polarisation (z. B. vertikale und horizontale) trennen, vorausgesetzt, daß die gegenseitige Lage von Sende- und Empfangsantennen fest einstellbar ist. Diese Bedingung ist aber bei einer Verbindung zwischen bewegten Stationen schwer zu erfüllen.

Setzt man zwei in ihrer räumlichen Polarisationsrichtung um 90° versetzte Wellen gleicher Feldstärke so zusammen, daß ihre zeitliche Phasen-

verschiebung $\pm 90^\circ$ ist, so erhält man eine zirkularpolarisierte Welle, d. h. die Feldrichtung dreht sich, wenn der Schwingungsvorgang eine Wellenlänge fortschreitet, räumlich um 360° (Abb. 1). Die Feldgröße bleibt im Gegensatz zur linearen Polarisation unverändert. Je nachdem, ob die Phasenverschiebung zwischen den beiden linearpolarisierten Wellen, aus denen man sich die zirkularpolarisierte Welle zusammengesetzt denken kann, $+$ oder -90° ist, dreht sich der Feldvektor beim Fortschreiten der Welle nach rechts oder links, gleichgültig, in welcher Richtung man sich die Welle fortschreitend denkt.

Trifft die Welle senkrecht auf eine unendlich gut leitende Platte (P in Abb. 2), so müssen in der Ebene von P die Feldstärken Null bleiben. Diese Bedingung wird erfüllt, wenn man sich zu der auftretenden Welle W_a (Abb. 2) die gestrichelt gezeichnete Welle W_r , die reflektierte Welle, hinzugefügt denkt. Wie man aus Abb. 2 sieht, hat W_r den entgegengesetzten Drehsinn von W_a . Benutzt man ein Schaltelement, das rechts- und linksdrehende zirkularpolarisierte Wellen zu trennen gestattet, so kann man W_a und W_r voneinander unterscheiden, also das, was man bei einem Radargerät durch die zeitliche Trennung von Sende- und Empfangsimpuls bewirkt, auch ohne Impulstechnik erreichen. Mit dieser speziellen Aufgabe befaßt sich eine Arbeit von J. F. Ramsay¹⁾, die außerdem einen guten Überblick über die Elemente bietet, die allgemein bei dieser Technik der zirkularpolarisierten Wellen angewandt werden. Bevor hierauf näher eingegangen wird, sei noch der Fall einer Reflexion unter sehr kleinem Einfallswinkel erörtert, bei dem sich grundsätzlich andere Verhältnisse ergeben als bei dem in Abb. 2 zugrunde gelegten Einfallswinkel von 90° .

In Abb. 3 ist die leitende Ebene P so angenommen, daß sie mit der Einfallrichtung der Welle nahezu parallel liegt. Damit sich in diesem Falle die Wellen W_a und W_r im Reflexionspunkt aufheben (Feldstärke im Leiter gleich Null), muß nunmehr für W_r derselbe Drehsinn angenommen werden wie für W_a .

Bei einer Richtverbindung, bei der zu dem direkten Strahl zwischen Sende- und Empfangsantenne nur von der Erde unter geringem Winkel reflektierte Strahlen hinzukommen, braucht man demnach nicht zu befürchten, daß durch diese Reflexionen der Drehsinn einer zirkularpolarisierten Welle verändert wird. Setzt man wieder ein Element, mit dem man links- und rechtsdrehende Wellen trennen kann, voraus, so kann man bei einer Richtverbindung mit Hilfe der zirkularen Polarisation gleichzeitig zwei Nachrichten übertragen, und

¹⁾ J. F. Ramsay, Circular polarisation for c. w. radar: Marconi Rev., Bd. 15, Nr. 105 [1952], 2. Quart., S. 71.

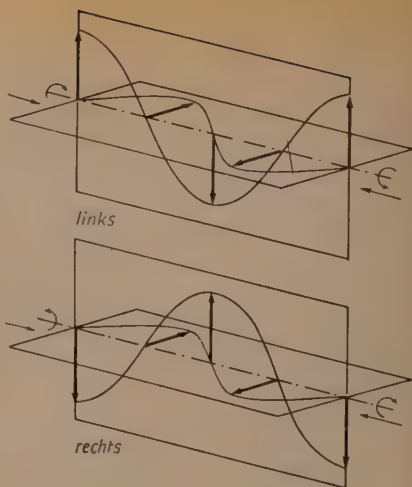


Abb. 1. Links- und rechtsdrehend zirkularpolarisierte Welle, zusammengesetzt aus je zwei linearpolarisierten Wellen

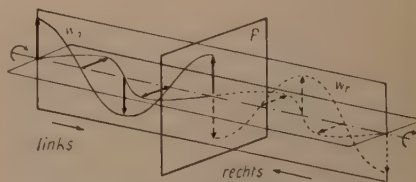


Abb. 2. Reflexion einer zirkularpolarisierten Welle an einer leitenden Ebene; Einfallswinkel 90°

zwar unabhängig von der gegenseitigen Lage von Sende- und Empfangsantenne, d. h. also auch bei sich bewegenden Stationen. Voraussetzung ist lediglich, daß die Stationen innerhalb des durch die Richtwirkung der Antennen gegebenen Übertragungssektors bleiben.

Der Zirkularisator

Dieses Element entspricht der $\lambda/4$ -Platte in der Optik und dient dazu, eine linearpolarisierte Welle in eine zirkularpolarisierte umzuwandeln und umgekehrt. Die Welle W wird dabei in zwei Komponenten W_x und W_y aufgespalten, deren Polarisations Ebenen um $\pm 45^\circ$ gegenüber der ursprünglich vorhandenen Welle verdreht sind. W_x und W_y durchschreiten den Zirkularisator mit verschiedenen Geschwindigkeiten, und die Länge des Weges wird so gewählt, daß zwischen beiden Komponenten am Ausgang eine Phasenverschiebung von 90° entsteht. Sie geben dann zusammen eine zirkularpolarisierte Welle. Dieser Vorgang läßt sich nach

Abb. 4 durch ein Gitter von parallelen Platten verwirklichen. Macht man den Abstand der Platten kleiner als die Wellenlänge, so wird die Phasengeschwindigkeit von W_y größer als die von W_x . Wählt man nun die Tiefe des Gitters genügend groß, so erhält man nach dem Durchschreiten des Zirkularisators die gewünschte Phasenverschiebung von 90° .

Bei einer anderen Ausführung wird in den Zug einer Hohlrohrleitung mit kreisförmigem Querschnitt ein entsprechend langes Stück einer Hohlrohrleitung mit elliptischem Querschnitt geschaltet. Das gleiche erreicht man konstruktiv einfacher durch einen Steg aus leitendem oder durch eine Platte aus dielektrischem Material (Abb. 5a u. b). Die Ausführung mit Steg nach Abb. 5a (fin circulariser) wird von J. F. Ramsay als die wahrscheinlich beste Lösung bezeichnet. Als vierte Lösung eines Zirkularisators für Hohlrohrwellen wird ein induktiv belasteter Hohlrohrleiter angegeben (Abb. 6a), dem als Zirkularisator für eine

freie Raumbausbreitung eine Anordnung gemäß Abb. 6b entspricht. Dabei könne man Anpassungsschwierigkeiten beseitigen und durch Anwendung von mehr als zwei Metallstäben Breitbandigkeit erzielen²⁾.

Verbindet man den Zirkularisator mit einer reflektierenden Platte, so erhält man einen zirkularisierenden Reflektor. Die Abmessungen des Zirkularisators in Richtung der Wellenausbreitung werden dann halb so groß, da er auf dem Hin- und Rückweg von der Welle durchschritten wird.

Zirkularpolarisierende Antennen

Bei längeren Wellen besteht die einfachste Anordnung zur zirkularpolarisierten Abstrahlung aus zwei gekreuzten Dipolen, die mit 90° Phasenverschiebung gespeist werden. Im Zentimetergebiet ist aber die Einstellung einer genauen Phasenverschiebung nicht einfach. Außerdem besteht fast immer die Aufgabe, mit der Zirkularpolarisation eine gerichtete Strahlung zu verbinden, so daß man im Zentimetergebiet auf die dort brauchbaren Richtantennen angewiesen ist, nämlich auf Trichter, Hohlspiegel, Hohlrohrlinsen usw. Zur Erzeugung einer gerichteten zirkularpolarisierenden Welle kann man infolgedessen entweder zuerst bündeln und hinter der Richtantenne einen Zirkularisator z. B. nach Abb. 4 anbringen oder vor der Bündelung eine Anordnung z. B. nach

²⁾ A. Gardner Fox, An adjustable wave-guide phase changer: Proc. I. R. E., Bd. 35 [1947], S. 1489.

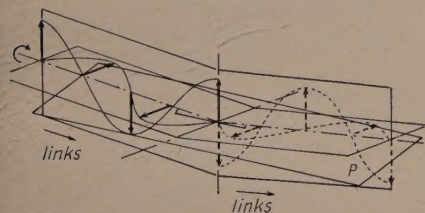


Abb. 3. Reflexion einer zirkularpolarisierten Welle an einer leitenden Ebene; kleiner Einfallswinkel

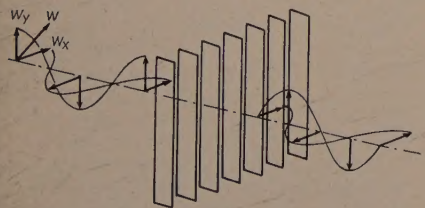


Abb. 4. Zirkularisator ($\lambda/4$ -Platte)

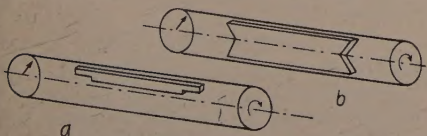


Abb. 5. a) Steg-Zirkularisator
b) Zirkularisator mit dielektrischer Zwischenwand

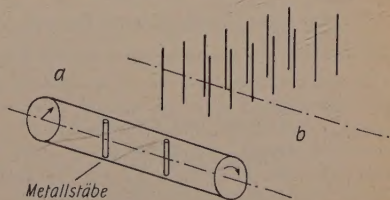


Abb. 6. a) Zirkularisator mit induktiver Belastung für Hohlrohrleitungen
b) Analoge Anordnung zu a) für freie Strahlung

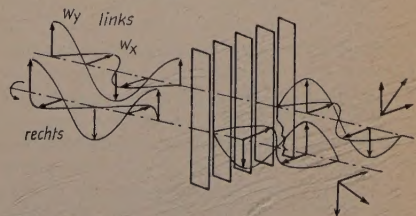


Abb. 7. Trennung einer links- und rechtsdrehenden Welle durch einen Zirkularisator

Abb. 5a anwenden. Schließlich lassen sich auch beide Vorgänge räumlich vereinigen, indem man z. B. unmittelbar auf die Oberfläche eines Hohlspiegels Rippen aufsetzt, also einen zirkularisierenden Reflektor mit Richtwirkung herstellt.

Rotator

Dieses Element entspricht der $\lambda/2$ -Platte in der Optik. Mit ihm kann man linearpolarisierte Wellen in ihrer Polarisationsrichtung drehen. Ist die Drehung 90° , so spricht man von einem j-Rotator. Man erreicht diese Wirkung z. B. durch eine Gitteranordnung entsprechend Abb. 4, bei der aber die Abmessung in Richtung der Wellenausbreitung doppelt so groß sein muß wie beim Zirkularisator. Schließt die Polarisationssebene der auftretenden Welle W einen von Null oder 90° verschiedenen Winkel α mit der Plattenrichtung ein, so kann man sie wieder in zwei Komponenten W_x und W_y zerlegen. W_x bleibt unverändert, während W_y in ihrer Phase um 180° gedreht wird. Diese zeitliche Verschiebung ist identisch mit einer räumlichen Verdrehung des Feldvektors um 180° . Setzt man nach dem Wellendurchgang W_x und W_y wieder zusammen, so ist die Richtung der Polarisierung nicht mehr durch α , sondern durch $-\alpha$ bestimmt. Für jede in vorhergehendem Abschnitt beschriebene Ausführung eines Zirkularisators läßt sich eine entsprechende Rotatoranordnung angeben. Ein am Ende kurzgeschlossener Zirkularisator wirkt als reflektierender Rotator. Schaltet man zwei Zirkularisatoren hintereinander, so kann man, indem man sie gegeneinander verdreht, im Ausgang jede gewünschte Polarisationsrichtung erhalten.

Die Trennung von links- und rechtsdrehenden Wellen

Läßt man eine links- und eine rechtsdrehende zirkularpolarisierte Welle durch einen Zirkularisator treten (Abb. 7), so bleibt die Komponente W_x unverändert, während die Phase von W_y um 90° geändert wird. Dadurch erhält man in beiden Fällen hinter dem Zirkularisator lineare Polarisierung, deren Richtungen aber um 90° verschieden sind. Die beiden Wellen lassen sich jetzt mit Hilfe zweier gekreuzter Dipole trennen. Entsprechend erhält man aus zwei von zwei gekreuzten Dipolen ausgehenden Wellen eine links- und eine rechtsdrehende, wenn man sie durch einen unter 45° zu den Dipolen orientierten Zirkularisator treten läßt. Eine mit zirkularpolarisierten Wellen arbeitende Duplex-Richtverbindung kann also beim Sender und Empfänger mit völlig gleichartigen Antennen ausgerüstet werden. Eine derartige Anordnung für Millimeterwellen wurde auf der Ausstellung der Physical Society London, April 1952, gezeigt. Obwohl die beiden Schwingungen von gekreuzten Dipolen ausgehen und beim Empfänger durch gekreuzte Dipole getrennt werden, brauchen diese

beiden Dipolkreuze nicht in bestimmter Weise gegeneinander orientiert zu sein, wie sie es bei einer Übertragung mit linearpolarisierten Wellen sein müßten. Sende- und Empfangsantenne können gegeneinander in axialer Richtung verdreht werden.

Anwendung bei Radargeräten

Da bei Reflexion (Abb. 2) der Drehsinn einer zirkularpolarisierten Welle umgekehrt wirkt, kann man eine von einem Sendedipol durch einen Zirkularisator ausgehende Welle mit demselben Zirkularisator und einem zum Sendedipol senkrecht stehenden Empfangsdipol empfangen^{a)}. Da die beiden Dipole gegeneinander entkoppelt sind, kann man, wie bereits erwähnt wurde, auf eine impulsmäßige Trennung von Sendung und Empfang verzichten. Behält man sie zusätzlich zur zirkularen Polarisierung bei, läßt man also das Dipolkreuz abwechselnd senden und empfangen, so wird man durch die Verwendung der zirkularen Polarisierung von allen u. U. bei der Reflexion entstehenden Drehungen der Polarisierungsebene unabhängig. Umgekehrt könnte man ein normales Radargerät dadurch in seiner Wirksamkeit beeinträchtigen, daß man den reflektierenden Gegenstand mit einem Zirkularisator umgibt, durch den die Welle beim Hin- und Rückweg in ihrer Polarisierungsebene um 90° gedreht wird.

Drehverbindung

Die Tatsache, daß eine Übertragung mit zirkularpolarisierten Wellen unabhängig von der Drehung der Systeme um die Richtung der Wellenausbreitung ist, läßt sich dazu ausnutzen, von einer mechanischen Drehung elektrisch unabhängige Leitungsverbindungen zu schaffen. Besteht z. B. die Aufgabe, die Leistung eines Senders über eine lotrechte Hohlrohrleitung auf eine Richtantenne zu übertragen, die um eine vertikale Achse rotiert (Panoramagerät), so würde bei Anwendung einer der üblichen, d. h. linearpolarisierten Hohlrohrwellen, der Polarisationszustand im drehbaren System mit der Spiegeldrehung rotieren. Dies kann vermieden werden, wenn man vor und hinter der drehbaren Verbindung je einen Zirkularisator anbringt, so daß die Leistung an der kritischen Stelle durch eine zirkularpolarisierte Welle übertragen wird.

Fehlanspassung

Ist ein System für zirkularpolarisierte Wellen, z. B. eine Hohlrohrleitung, nicht genau angepaßt, so daß am Ende ein Teil der Welle reflektiert wird, so überlagern sich im Innern der Hohlrohrleitung

^{a)} W. van B. Roberts, Rotary wave radar: Electronics, Bd. 19 [1946], S. 130.

zwei zirkularpolarisierte Wellen mit entgegengesetztem Drehsinn. Dies ergibt im allgemeinen eine elliptischpolarisierte Welle. Wären hin- und rücklaufende Welle gleich groß, so erhielte man sogar lineare Polarisation. Um zu vermeiden, daß die reflektierte Welle am Anfang erneut reflektiert und am Ende ausgestrahlt wird und schließlich die angestrebte zirkulare Polarisation stört, muß man versuchen, wenigstens den Anfang der Hohlrohrleitung reflexionsfrei abzuschließen. Bei der Zirkularisation mit Hilfe von Plattengittern entstehen an beiden Begrenzungsflächen Reflexionen, die dadurch unschädlich gemacht werden, daß man den Laufweg innerhalb des Plattengitters gleich einem ganzzahligen Vielfachen der im Innern des Gitters bestehenden Wellenlänge macht.

NEUE ZEITSCHRIFTEN

MEDIZINAL-MARKT

Fachblatt für medizinisch-technischen Bedarf
Erscheint monatlich . Preis je Heft DM 2,—
HELIOS-VERLAG GMBH, Berlin · Borsigwalde
(Westsektor)

Eine engere Zusammenarbeit zwischen Arzt und Techniker wäre allein schon durch die Weiterentwicklung moderner elektro-medizinischer Geräte wie Enzephalografen, Kardiografen, Ultraschall-, Kurzwellengeräte usw. außerordentlich wichtig. Nun gibt es aber außerdem noch eine Unzahl von technischen Geräten, die von mehr als tausend Produzenten medizin-technischer Artikel hergestellt werden. Deshalb ist eine repräsentative Zeitschrift, die es sich zur Aufgabe macht, Ärzte und Techniker zusammenzuführen und die auch dem Ausland in regelmäßiger Folge die seit eh und je hochgeschätzten deutschen medizin-technischen Erzeugnisse vor Augen führt, eine Notwendigkeit. Die im Geleitwort des ersten Heftes aufgestellte Forderung, daß es „um so nötiger erscheint, eine erneute und vertiefte Arbeit und Ideengemeinschaft zwischen Mediziner und Techniker oder umgekehrt“ herzustellen, kann nur voll und ganz unterstrichen werden.

Die Technik war immer ein Wegbereiter der medizinischen Wissenschaft und Forschung; beispielsweise sei an die großen Erfolge, die durch die Schaffung der Elektronenmikroskopie erreicht wurden, erinnert. Umgekehrt werden die Techniker durch die Forderungen der medizinischen Wissenschaft angespornt. Allen HF-Technikern, die sich mit Konstruktion und Bau elektromedizinischer Geräte beschäftigen, gibt dieses neue Fachblatt eine gute Übersicht über ihr Arbeitsgebiet und bringt ihnen manche wertvolle Anregung.

FACHZEITSCHRIFTEN von hoher Qualität

FUNK-TECHNIK

Radio · Fernsehen · Elektronik

FUNK UND TON

Monatsheft

für Hochfrequenztechnik und Elektroakustik

LICHTTECHNIK

Beleuchtung · Elektrogerät · Installation

PHOTO-TECHNIK UND -WIRTSCHAFT

Organ des Verbandes
der Deutschen Photograph. Industrie e. V.

KINO-TECHNIK

Schmalfilm · Fernsehen · Filmtheater

MEDIZINAL-MARKT

Fachblatt für medizinisch-technischen Bedarf

KAUTSCHUK UND GUMMI

Zeitschrift für die Kautschuk- und Asbestwirtschaft, Wissenschaft und Technik

Probeheft kostenlos

VERLAG FÜR

RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH

HELIOS-VERLAG GMBH

BERLIN-BORSIGWALDE (Westsektor)

HACKETHAL

HOCHFREQUENZ-
KABEL



DRAHT-UND KABEL-WERKE A.G. HANNOVER